F 1503/3

# BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXXII (XXXVI)

Fasc. 1 — 4

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1986

# BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI

**Tomul XXXII (XXXVI)**

**Fasc. 1 — 4**

1:041642

**Secția III** **ELECTROTEHNICĂ**
**ENERGETICĂ**
**ELECTRONICĂ**
**AUTOMATIZĂRI**

**1986**

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. CAMELUȚA BELDIE (președinte)
Prof. dr. ing. ADRIAN RADU
Prof. dr. ing. M. GAFIȚANU
Conf. dr. ing. D. LIUȚE
Prof. dr. doc. D. MANGERON
Prof. dr. ing. GH. MAXIM
Acad. prof. dr. doc. CRISTOFOR SIMIONESCU
Prof. dr. doc. GH. CHIRIȚĂ
Prof. dr. doc. VALERIU BLIDARU

Această fascicolă a apărut și cu sprijinul material al comitetului sindical și consiliului U.A.S.C.R. al Institutului politehnic din Iași

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI III. ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. ALEXANDRU POEATĂ
Prof. dr. ing. GHEORGHE SAVIN
Prof. dr. ing. LEOPOLD SEBASTIAN
Șef lucr. dr. ing. LIVIU GORAȘ

REDACȚIA

Prof. dr. doc. DUMITRU MANGERON
(redactor responsabil)

Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN
(secretar de redacție)

Șef lucr. dr. ing. LIVIU GORAȘ
(redactor)

ECATERINA IRIMIEA
(tehnoredactor)

**BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI**
**BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY**
**ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА**

Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4 1986

Secţia III

# ELECTROTEHNICĂ
# ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

## SUMAR

Pag.

H. ROSMAN, Propagarea undelor de tensiune şi de curent în lungul unei linii neomogene liniare (franc., rez. rom.) . . . . . 7

C. ANDRONE şi F. TRIFAN, Consideraţii asupra metodei imaginilor pentru calculul cîmpului electric şi magnetic (franc., rez. rom.) . . . . . 13

M. NEMESCU, M. CLEJU, D. ZAMFIR şi D. BELAUS, Oscilaţii lente heteroparametrice în circuite electrice ferorezonante conţinînd un inductor neliniar comandat ortogonal (germ., rez. rom.) . . . . . 19

V.-M. COSMA şi I. ONCIULESCU, Metodă analitică de sinteză a caracteristicii rezistoarelor neliniare (engl., rez. rom.) . . . . . 23

E.-C. SAVIN, Scrierea simbolică a ecuaţiilor de stare ale circuitelor *RLCM* liniare (engl., rez. rom.) . . . . . 29

M. VOICU, O condiţie suficientă de stabilitate asimptotică pentru sisteme discrete (engl., rez. rom.) . . . . . 37

C. BOŢAN, O problemă liniară cu criteriu pătratic pentru un sistem variabil în timp (engl., rez. rom.) . . . . . 41

M. CREŢU, C. HARJA şi C. SĂRMĂŞANU, Contor de energie termică cu traductor electromagnetic de debit (I) (engl., rez. rom.) . . . . . 45

A. CREŢU, E. CREŢU şi C. FILIPIUC, Asupra măsurării parametrilor bobinelor şi condensatoarelor cu factor de calitate redus (engl., rez. rom.) . . . . 51

C. HARJA, M. CREŢU şi C. SĂRMĂŞANU, Contor de energie termică cu traductor electromagnetic de debit (II) (engl., rez. rom.) . . . . . 57

D. BALAN, T. BALAN şi R. CIOBANU, Contribuţii la studiul comportării dielectricilor polari lichizi în cîmpuri electrice alternative nesinusoidale (engl., rez. rom.) . . . . . 65

AL. SIMION, Caracteristicile de funcţionare a servomotorului de curent continuu cu excitaţie în serie, în regim staţionar (germ., rez. rom.) . . . . . 71

N. REUS, C. POŞA şi E. CIOBANU, Sinteza automatelor secvenţiale asincrone prin metoda simbolică (franc., rez. rom.) . . . . . 77

L. DIMITRIU, C. ORIŢĂ şi A. CÂRSTESCU, O metodă de realizare a unui sistem de telecomandă multicanal cu radiaţie infraroşie (franc., rez. rom.) 83

V. ALEXANDRESCU, Posibilităţi de utilizare a modelelor de ordin redus în problema comenzii optimale a excitaţiei generatorului sincron (franc., rez. rom. ) . . . . . 87

GH. CÎRŢINĂ, Influenţa caracteristicilor statice ale consumatorilor asupra regimurilor optimale ale reţelelor electrice (franc., rez. rom.) . . . . . 95

RECENZII . . . . . 99

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4 1986

Section III

# ELECTROTECHNICS
# ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

## CONTENTS

Pp.

H. ROSMAN, Propagation des ondes de tension et de courant la long d'une ligne non-homogène linéaire (French, Romanian summary) . . . . . 7
C. ANDRONE et F. TRIFAN, Considérations concernant la méthode des images pour le calcul des champs électrostatiques et magnétiques (French, Romanian summary) . . . . . 13
M. NEMESCU, M. CLEJU, D. ZAMFIR und D. BELAUS, Heteroparametrische langsame Schwingungen in ferroresonanten, einen nichtlinearen, orthogonalgesteuerten Induktor enthaltenden Stromkreisen (German, Romanian summary) . . . . . 19
V.-M. COSMA and I. ONCIULESCU, Analytical Method for the Synthesis of the Non-Linear Resistor Characteristic (English, Romanian summary) . 23
E.-C. SAVIN, Symbolic Generation of Normal-Form Equations for *RLCM* Linear Networks (English, Romanian summary) . . . . . 29
M. VOICU, A Sufficient Asymptotic Stability Condition for Discrete Systems (English, Romanian summary) . . . . . 37
C. BOŢAN, A Linear Optimization Problem with Quadratic Criteria for a Time-Variant System (English, Romanian summary) . . . . . 41
M. CREŢU, C. HARJA and C. SĂRMĂŞANU, Thermal Energy Meter with Electromagnetic Discharge Flow Transducer (I) (English, Romanian summary) 45
A. CREŢU, E. CREŢU and C. FILIPIUC, About the Measurement of the Parameters of Low Quality Factor Coils and Condensers ( English, Romanian summary) . . . . . 51
C. HARJA, M. CREŢU and C. SĂRMĂŞANU, Thermal Energy Meter with Electromagnetic Discharge Flow Transducer (II) (English, Romanian summary) 57
D. BALAN, T. BALAN and R. CIOBANU, Some Contributions concerning the Behaviour of Polar Liquid Dielectrics in Periodic Non-sinusoidal Electric Fields (English, Romanian summary) . . . . . 65
AL. SIMION, Kennlinien des Gleichstrom-Reihenschluss–Stellmotors in stationärem Betrieb (German, Romanian summary) . . . . . 71
N. REUS, C. POŞA et E. CIOBANU, La synthèse des automates séquentiels asynchrones par la méthode symbolique (French, Romanian summary) . . . 77
L. DIMITRIU, C. ORIŢĂ et A. CÂRSTESCU, Une méthode de réalisation d'un système multicanaux de télécommande par rayonnement infrarouge (French, Romanian summary) . . . . . 83
V. ALEXANDRESCU, Possibilités d'utilisation des modèles d'ordre réduit dans le problème de la commande optimale de l'excitation du générateur synchrone (French, Romanian summary) . . . . . 87
GH. CÎRŢINĂ, L'influence des caractéristiques statiques des usagers sur les régimes optimaux des réseaux électriques (French, Romanian summary) . 95
BOOK REVIEWS . . . . . 99

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXXII (XXXVI), Вып. 1—4 1986

**Секция** III

# ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
# ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

## СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Г. РОСМАН, Распространение волн напряжения и тока вдоль линейной неоднородной линии (франц., рез. рум.) . . . . . 7
К. АНДРОНЕ и Ф. ТРИФАН, К методу зеркальных изображений для исчисления электрического и магнитного поля (франц., рез. рум.) 13
М. НЕМЕСКУ, М. КЛЕЖУ, Д. ЗАМФИР и Д. БЕЛАУС, Гетеропараметрические медленные колебания в электрических феррорезонантных цепях с нелинейным катушек с ортогональным управлением (нем., рез. рум.) . . . . . 19
В.-М. КОСМА и И. ОНЧУЛЕСКУ, Аналитический метод для синтеза характеристики нелинейных сопротивлений (англ., рез. рум.) . . 23
Э.-К. САВИН, Автоматическое писание уравнений состояния в *RLCM* линейных цепях (англ., рез. рум.) . . . . . 29
М. ВОЙКУ, Достаточное условие асимптотичной устойчивости для дискретных систем (англ., рез. рум.) . . . . . 37
К. БОЦАН, Линейная задача оптимизации с квадратичным критерием для нестационарных систем (англ., рез. рум.) . . . . . 41
М. КРЕЦУ, К. ХАРЖА и К. СЭРМЭШАНУ, Счётчик теплевой энергии употреблемый электромагнитный датчик расхода(I) (англ., рез. рум.) 45
А. КРЕЦУ, Е. КРЕЦУ и К. ФИЛИПЮК, Об измерении параметров катушек и конденсаторов с малым добротностям (англ., рез. рум.) 51
К. ХАРЖА, М. КРЕЦУ и К. СЭРМЭШАНУ, Счётчик тепловой энергии употреблемый электромагнитный датчик расхода (II) (англ., рез. рум.) . . . . . 57
Д. БАЛАН, Т. БАЛАН и Р. ЧОБАНУ, К поведению жидких полярных диэлектриков в несинусоидальных переменных электрических полях (англ., рез. рум.) . . . . . 65
АЛ. СИМИОН, Характеристики работы серводвигателей постоянного тока с последовательным возбуждением в стационарном режиме (нем., рез. рум.) . . . . . 71
Н. РЕУС, К. ПОША и Е. ЧОБАНУ, Синтез секвенциальных асинхронных автоматов употребляя симболический метод (франц., рез. рум.) . 77
Л. ДИМИТРИУ, К. ОРИЦЭ и А. КЫРСТЕСКУ, Способ осуществления системы многоканального телеуправления с инфракрасной радиацией (франц., рез. рум.) . . . . . 83
В. АЛЕКСАНДРЕСКУ, Возможность использования моделей низкого порядка к исследовании оптимальной управлении возбуждением синхронного генератора (франц., рез. рум.) . . . . . 87
Г. КЫРЦИНЭ, Влияние статических характеристик на оптимальные режимы электрических сетей (франц., рез. рум.) . . . . . 95
РЕЦЕНЗИЙ . . . . . 99

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF IASSY
ИЗВЕСТИЯ ВСЕСОЮЗНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXXII (XXXVI), Вып. 1–4 1986

Секция III

# ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
# ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

## С О Д Е Р Ж А Н И Е

Стр.

Л. ГОСМАН. Переопределение поля напряженности и тока вдоль линий с поперечной неоднородностью (франц., рез. рус.) . . . . . 5

К. ЛАНДЕ и Ф. ТРИФАН. К методу формирования импульсов напряжения для испытания электрических и магнитных полей (франц., рез. рус.) . . . . . 15

М. ИЛЬЕСКУ, М. ЛУПЕСКУ, Г. ЗАЙКОВ и Л. ШЕЛЕЗОВ. Гетеродинная частотная модуляция колебаний в электронных генераторах импульсов и возможности ее использования в системах с фазовой автоподстройкой (англ., рез. рус.) . . . . . 25

В. М. ГОСМАН и Л. С. ОЛЕЙНИК. Анализ устойчивости метода для синтеза электронных модельных сопротивлений (англ., рез. рус.) . . . . . 43

В. К. САНДИ. Автоматическое измерение параметров состояния в УКСМ (англ., рез. рус.) . . . . . 57

М. ВОЙНЕА. Частотная характеристика электронного тахометра (англ., рез. рус.) . . . . . 67

И. ВОЙНЕА. Динамика системы с переменной структурой (англ., рез. рус.) . . . . . 81

М. ЛУПЕСКУ, Л. ХАРЖА и К. ОЛЭРЭШАНУ. Система телемеханической передачи и распределения данных (англ., рез. рус.) . . . . . 93

А. КРЕЦУ, Е. ЮРЧУК и Е. ОНЦУЛОВ. Об измерении перемещения напряжения в конденсаторах с малым коэффициентом (англ., рез. рус.) . . . . . 111

К. ХАЛЬКА, М. ЛУПЕСКУ и К. СЕРЭШАНУ. Система телеизмерения электрической энергии (англ., рез. рус.) . . . . . 127

Л. БАЛАН, Т. БАЛАН и Г. ГОСМАН. К вопросу моделирования полупроводниковых элементов в цепях с импульсными режимами работы (англ., рез. рус.) . . . . . 145

А. СИПЛОЙ. Характеристики работы сверхпроводящей постоянного тока в стационарном режиме (англ., рез. рус.) . . . . . 161

И. РЕЗУЛ, И. ВОЙНЕА и Е. ЮРЧУК. Цифровая синхронизация импульсных сигналов (франц., рез. рус.) . . . . . 171

Л. ЛИНИТЧУК, Е. ОРЛОВ и А. ПЕТРЕСКУ. Способ определения местоположения повреждения кабельной линии с помощью импульсного генератора (франц., рез. рус.) . . . . . 183

К. АЛЕКСАНДРЕСКУ. Возможности использования модели высокого порядка в исследовании отказоустойчивых управляющих подсистем (англ., рез. рус.) . . . . . 195

Г. КРЕЦИНГ. Влияние статических характеристик на оптимизацию режимов электрических сетей (франц., рез. рус.) . . . . . 205

РЕЦЕНЗИИ . . . . . 215

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 1—4, 1986
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

BIBLIOTECA

C.D. 621.315

# PROPAGATION DES ONDES DE TENSION ET DE COURANT LA LONG D'UNE LIGNE NON-HOMOGÈNE LINÉAIRE

PAR

HUGO ROSMAN

*Dediée au professeur*
*D. I. MANGERON*
*à l'occasion de son anniversaire*

## 1. Introduction

Les lignes nonhomogènes sont largement utilisées en radiotechnique compte tenu d'un nombre de propriétés spécifiques intéressantes (par exemple, caractéristiques de fréquence et transitoires avantageuses). Évidemment une étude approfondie des processus qui ont lieu dans le cas de telles lignes implique la necessité de connaître, dans chaque section de la ligne et en chaque moment, la tension et le courant. Celles-ci satisfont le système d'équations différentielles à dérivées particlles (à coefficients variables dans le cas des lignes nonhomogènes) :

$$(1) \qquad -\frac{\partial u}{\partial x} = R_l i + L_l \frac{\partial i}{\partial t}, \quad -\frac{\partial i}{\partial x} = G_l u + C_l \frac{\partial u}{\partial t},$$

où les paramètres linéiques primaires $R_l$, $L_l$, $G_l$, $C_l$ sont (tous ou bien une partie d'entre eux) fonctions de point :

$$(2) \qquad R_l = R_l(x),\ L_l = L_l(x),\ G_l = G_l(x),\ C_l = C_l(x);$$

$x$ repésente la distance qui sépare la section considérée de la ligne de sa porte d'entrée.

L'intégration du système d'équations (1), dans le cas général, se heurte à des difficultés analytiques considérables. Nombre de solutions, en différents cas particuliers qui correspondent à certaines lois de variation, en fonction de $x$, des paramètres linéiques primaires, ont été obtenues par G. Zin [1], K. W. Wagner [2], M. Parodi [3]...[5], F. H. Raymond [6], [7], A. L. Feldstein [8], S. A. Shelkunoff [9], S. I. Orlov [10] et autres.

Dans ce qui suit, compte tenu que les équations (1) sont linéaires par rapport au temps, on utilise la transformation de Laplace, en obtenant des équations différentielles opérationelles linéaires à coefficients variables, dont la solution peut être obtenue, en certaines conditions, plus facilement. Une tentative en cette direction, basée sur l'utilisation de la transformation de Fourier, a été effectuée par E. F. Bolinder [11].

## 2. Les équations différentielles opérationelles des lignes nonhomogènes linéaires

Si l'on utilise les propriétés connues de la transformation de Laplace (par ex. [12]) le système (1) conduit à :

$$(3)\quad \begin{cases} -\dfrac{dU(x,s)}{dx} = R_l(x)\, I(x,s) + L_l(x)\,[sI(x,s) - i(x,0-)], \\ -\dfrac{dI(x,s)}{dx} = G_l(x)\, U(x,s) + C_l(x)\,[sU(x,s) - u(x,0-)], \end{cases}$$

où l'on a tenu compte que les paramètres linéiques primaires sont de la forme (2) et que

$$(4)\quad U(x,s) = \int_{0-}^{\infty} u(x,t)\, e^{-st}\, dt, \quad I(x,s) = \int_{0-}^{\infty} i(x,t)\, e^{-st} dt$$

représentent les transformées de Laplace de la tension et du courant et $u(x, 0-)$, $i(x, 0-)$ sont les valeurs initiales (à $t=0-$) de la tension et du courant dans la section située à la distance $x$ de la porte d'entrée de la ligne.

Par élimination de la transformée de Laplace du courant entre les équations (3) on obtient l'équation différentielle linéaire, à coefficients variables, satisfaite par la transformée de Laplace de la tension :

$$\frac{d^2U(x,s)}{dx^2} - \frac{d\ln Z_l(x,s)}{dx}\cdot\frac{dU(x,s)}{dx} - Z_l(x,s)\, Y_l(x,s) U(x,s) =$$

$$(5)\quad = -Z_l(x,s)\, C_l(x)\, u(x,0-) + \left[\frac{d\ln Z_l(x,s)}{dx} L_l(x) - \right.$$

$$\left. - \frac{dL_l(x)}{dx}\right] i(x,0-) - L_l(x)\frac{di(x,0-)}{dx},$$

où l'on a utilisé les notations :

$$(6)\quad Z_l(x,s) = R_l(x) + sL_l(x), \quad Y_l(x,s) = G_l(x) + sL_l(x).$$

Si l'on élimine entre les mêmes équations la transformée de Laplace de la tension on obtient l'équation différentielle de la transformée de Laplace du courant :

$$\frac{d^2I(x,s)}{dx^2} - \frac{d\ln Y_l(x,s)}{dx}\cdot\frac{dI(x,s)}{dx} - Z_l(x,s)\, Y_l(x,s)\, I(x,s) =$$

$$(7)\quad = -Y_l(x,s)\, L_l(x)\, i(x,0-) + \left[\frac{d\ln Y_l(x,s)}{dx} C_l(x) - \right.$$

$$\left. - \frac{dC_l(x)}{dx}\right] u(x,0-) - C_l(x)\frac{du(x,0-)}{dx}.$$

Lorsqu'on connaît la solution de l'une des équations (5) ou (7), la solution de l'autre peut être obtenue à l'aide des équations du premier ordre (3).

### 3. Les cas des conditions initiales nulles

Si les conditions initiales sont nulles ($u(x, 0-)=0$, $i(x, 0-)=0$) le système (3) devient de la forme plus simple :

$$(8) \qquad -\frac{dU(x,s)}{dx} = Z_l(x,s)\, I(x,s), \quad -\frac{dI(x,s)}{dx} = Y_l(x,s)\, U(x,s),$$

où l'on a tenu compte de (6). Toutefois les équations différentielles (5) et (7) prennent la forme simplifiée :

$$(9) \qquad \frac{d^2U(x,s)}{dx^2} - \frac{d\ln Z_l(x,s)}{dx} \cdot \frac{dU(x,s)}{dx} - Z_l(x,s)\, Y_l(x,s)\, U(x,s) = 0,$$

respectivement

$$(10) \qquad \frac{d^2I(x,s)}{dx^2} - \frac{d\ln Y_l(x,s)}{dx} \cdot \frac{dI(x,s)}{dx} - Z_l(x,s)\, Y_l(x,s)\, I(x,s) = 0,$$

c'est-à-dire des équations différentielles homogènes.

## 4. Cas particuliers

En certains cas particuliers, intéressants du point de vue pratique, les équations (9) et (10) se simplifient considérablement, leur intégration en devenant assez facile. Par exemple : a) si les paramètres linéiques primaires $R_l$, $L_l$ sont constants et ne dépendent pas de $x$, l'équation (9) devient :

$$(11) \qquad \frac{d^2U(x,s)}{dx^2} - Z_l(s)\, Y_l(x,s)\, U(x,s) = 0 ;$$

b) au contraire, si les paramètres linéiques primaires $G_l$, $C_l$ sont constants et ne dépendent pas de $x$, l'équation (10) devient :

$$(12) \qquad \frac{d^2I(x,s)}{dx^2} - Z_l(x,s)\, Y_l(s)\, I(x,s) = 0.$$

D'habitude on peut écrire $Y_l(x,s)$, dans le premier cas ou $Z_l(x,s)$, dans le deuxième cas, sous la forme de polynômes en $x$. Si l'on considère, par exemple

$$(13) \qquad Y_l(x,s) = G_l + s(C_l + C_l' x + C_l'' x^2 + \ldots)$$

alors l'équation (11) devient :

$$(14) \qquad \frac{d^2U(x,s)}{dx^2} - (a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \ldots)\, U(x,s) = 0,$$

où l'on a utilisé les notations :

$$(15) \qquad a_0 = (R_l + sL_l)(G_l + sC_l),\ a_1 = (R_l + sL_l)\, C_l',\ a_2 = (R_l + sL_l)\, C_l'',\ \ldots$$

On peut chercher la solution de l'équation différentielle (14) sous la forme d'un polynôme :

$$(16) \qquad U(x,s) = K_0 + K_1 x + \alpha_2 x^2 + \alpha_3 x^3 + \ldots + \alpha_n x^n + \ldots$$

où $K_0$ et $K_1$ sont des constantes d'intégrations et $\alpha_2$, $\alpha_3$, ... — des coefficients à déterminer.

Il est assez simple à observer que

$$(17)\quad K_0=U(0,s)=U_0(s),\ K_1=\left.\frac{dU(x,s)}{dx}\right|_{x=0}=-Z_l(s)\ I(0,s)=-Z_l(s)I_0(s)$$

de sorte que

$$(18)\quad U(x,s)=U_0(s)-Z_l(s)\ I_0(s)\ x+\alpha_2x^2+\alpha_3x^3+\ldots+\alpha_nx^n+\ldots$$

La solution (16) permet à calculer la dérivée de second ordre

$$(19)\quad \frac{d^2U(x,s)}{dx^2}=2\alpha_2+6\alpha_3x+\ldots+n(n-1)\ \alpha_nx^{n-2}+\ldots$$

Si l'on introduit les expressions (18) et (19) dans l'équation (14) il résulte

$$(20)\quad \begin{aligned}&2\alpha_2+6\alpha_3x+\ldots+n(n-1)\ \alpha_nx^{n-2}+\ldots=\\&=(a_0+a_1x+a_2x^2)\ [U_0(s)-Z_l^2(s)I_0(s)x+\alpha_2x^2+\alpha_3x^3+\ldots\ \alpha_nx^n+\ldots].\end{aligned}$$

Par identification on obtient

$$(21)\quad \left\{\begin{aligned}&2\alpha_2=a_0U_0(s),\ 6\alpha_3=-a_0Z_l(s)+a_1U_0(s),\\&12\alpha_4=a_0\alpha_2-a_1Z_l(s)I_0(s)+a_2U_0(s),\\&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\end{aligned}\right.$$

et par conséquent

$$(22)\quad \begin{aligned}&\alpha_2=\frac{1}{2}a_0U_0(s),\quad \alpha_3=-\frac{1}{6}a_0Z_l(s)\ I_0(s)+\frac{1}{6}a_1U_0(s),\\&\alpha_4=\frac{1}{12}\left[\left(\frac{1}{2}a_0^2+a_2\right)U_0(s)-a_1Z_l(s)\ Y_l(s)\right],\ \ldots\end{aligned}$$

Alors la solution (16) devient

$$(23)\quad \begin{aligned}&U(x,s)=U_0(s)-Z_l(s)\ I_0(s)\ x+\frac{1}{2}a_0U_0(s)\ x^2+\frac{1}{6}[-a_0Z_l(s)\ I_0(s)+\\&+a_1U_0(s)]\ x^3+\frac{1}{12}\left[\left(\frac{1}{2}a_0^2+a_2\right)U_0(s)-a_1Z_l(s)\ Y_l(s)\right]x^4+\ldots\end{aligned}$$

En utilisant la première des équations (8) on obtient :

$$(24)\quad \begin{aligned}&I(x,s)=I_0(s)-a_0\frac{U_0(s)}{Z_l(s)}\ x+\frac{1}{2}\left[a_0I_0(s)-a_1\frac{U_0(s)}{Z_l(s)}\right]x^2+\\&+\frac{1}{3}\left[a_1Y_l(s)-\left(\frac{1}{2}a_0^2+a_2\right)\frac{U_0(s)}{Z_l(s)}\right]x^3+\ldots\end{aligned}$$

Evidemment on doit prouver la convergence des séries (23), (24) ; nous nous proposons de la faire dans une Note subséquente.

Les transformées de Laplace $U(x, s)$, $I(x, s)$ une fois connues on peut, à l'aide de leur inversion (par exemple à l'aide de la formule de Riemann-Mellin), déterminer $u(x, t)$, $i(x, t)$. L'étude détaillée de ces cas fera, de même, l'objet d'une Note subséquente.

*Reçue le 28 décembre 1985*

*Institut Polytechnique, Jassy,*
*Chaire d'Électrotechnique, Mesures*
*et Machines Électriques*

## BIBLIOGRAPHIE

1. Zin G., *Equazioni delle ondi incidenti e riflesse nelle linee non uniformi a regime.* Alta Frequenza, **10**, 149–178 (1941).
2. Wagner K. W., *Die Theorie ungleichförmiger Leitungen.* AfE, **36**, 69–96 (1942).
3. Parodi M., *Propagation sur un câble comportant seulement de la résistance et de la capacité, ces paramètres étant fonctions de l'espace et satisfaisant à certaines relations.* C.r. Ac. Sci., Paris, **221**, 257–259 (1945).
4. Parodi M., *Propagation sur une ligne quelconque dont les paramètres, fonctions de l'espace, satisfont en chaque point à une condition analogue à celle de non-déformation.* RGÉ, **55**, 414–415 (1946).
5. Parodi M., *Sur la détermination des conditions d'intégration des équations de propagation de l'électricité sur une ligne hétérogène.* C.r. Ac. Sci., Paris, **234**, 1674–1676 (1952).
6. Raymond F. H., *Remarque sur la propagation d'un signal électromagnétique sur une ligne hétérogène.* C. r. Ac. Sci., Paris, **222**, 1 000–1 002 (1946).
7. Raymond F. H., *Contribution à l'étude de la propagation sur une ligne hétérogène.* J. de Phys. et le Radium, **7**, 171–177 (1946).
8. Фельдштейн А. Л., *Неоднородные линии.* Радиотехника, *6*, 38—45 (1951).
9. Shelkunoff S. A., *Conversion of Maxwell's Equations into Generalized Telegraphist's Equations.* Bell Syst. Techn. J., **5**, 995–1045 (1956).
10. Орлов С. И., *К теории неоднородных линий передач.* ЖПФ, **26**, *10*, 2 361—2 372 (1956)
11. Bolinder E. F., *Fourier Transforms in the Theory of Inhomogeneous Transmission Lines.* Proc. IRE, **38**, 1 354 (1960).
12. Jaeger J. C., Newstead G., *An Introduction to the Laplace Transformation with Engineering Applications.* Methuen & Co. Ltd. and Science Paperbacks, 1969.

## PROPAGAREA UNDELOR DE TENSIUNE ȘI DE CURENT ÎN LUNGUL UNEI LINII NEOMOGENE LINIARE

(Rezumat)

Se stabilesc ecuațiile diferențiale satisfăcute de transformatele Laplace ale tensiunii și curentului într-o secțiune a unei linii neomogene liniare. Se integrează aceste ecuații în cazu particular al condițiilor inițiale nule.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.319 ; 621.3.013

# CONSIDÉRATIONS CONCERNANT LA MÉTHODE DES IMAGES POUR LE CALCUL DES CHAMPS ÉLECTROSTATIQUES ET MAGNÉTIQUES

PAR

CAMELIA ANDRONE et FLORENTINA TRIFAN

## 1. Introduction

La méthode des images est largement utilisée pour le calcul du champ électrostatique créé par des charges électriques ou du champ magnétique produit par des courants électriques qui sont placés dans la proximité d'une surface de séparation entre deux milieux différents, la source du champ étant disposée dans l'un des deux milieux. Le spectre du champ est alors bien modifié par les charges de polarisation ou les courants moléculaires qui sont induits sur ces surfaces de séparation. Par conséquent, il faut remplacer ces charges ou courants supplémentaires par des distributions équivalentes du point de vue du champ propre créé. Ces nouveaux distributions des sources du champ, nommées sources-images, doivent être toujours placées derrière les surfaces de séparation afin que le postulat de M a x w e l l et respectivement la loi du circuit magnétique soient satisfaites dans chacun des deux milieux. Le nombre, la forme, la magnitude, le signe ou le sens et la position des sources-images sont uniquement déterminées par les valeurs des constantes diélectriques ou magnétiques des deux milieux, par la géometrie propre ou mutuelle des sources du champ et aussi par le nombre et la forme des surfaces de séparation.

## 2. Source-image d'une charge linéaire par rapport à une surface plane de séparation

On considère un conducteur filiforme chargé uniformément à la densité linéaire de la charge électrique $\rho_l$. Il est placé à la hauteur $h$ de la surface $s$ qui sépare les deux milieux isolants ayant les permitivités $\varepsilon_1$, $\varepsilon_2$ ($\varepsilon_1 < \varepsilon_2$). On considère le point $M$ situé sur cette surface ; le vecteur intensité du champ **E** dans le cas qui correspond à l'absence du deuxième milieu est représenté dans la Fig. 1 ; le module du vecteur est :

$$E = \frac{\rho_l}{2\pi\varepsilon_1 r}, \tag{1}$$

ayant le composant normal :

$$E_n = \frac{\rho_l \cos\alpha}{2\pi\varepsilon_1 r}, \tag{2}$$

En présence du deuxième milieu, de permitivité $\varepsilon_2$, la loi de réfraction des lignes du champ doit être satisfaite pour chaque point appartenant à la surface $s$ de séparation :

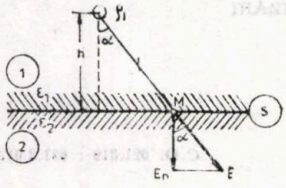


Fig. 1

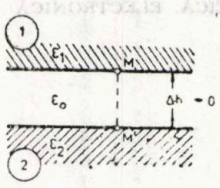


Fig. 2

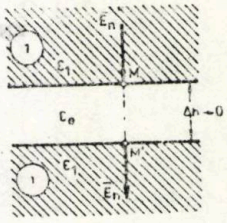


Fig. 3

(3) $$D_{1n}=D_{2n},\quad \varepsilon_1 E_{1n}=\varepsilon_2 E_{2n}.$$

On peut déduire la relation entre les composants normaux des deux intensités du champ :

(4) $$\frac{E_{1n}}{E_{2n}}=\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}>1,\quad E_{1n}>E_{2n},$$

c'est-à-dire le composant normal de l'intensité du champ dans le premier milieu est plus grand que celui du deuxième. Cette différence est déterminée par l'influence du champ créé par les charges de polarisation, disposées sur la surface $s$.

On considère la surface de séparation $s$ ayant l'épaisseur $\Delta h \to 0$ et la permitivité $\varepsilon_0$ (Fig. 2). Si le deuxième milieu est remplacé par le premier (Fig. 3) les deux composants normaux de l'intensité du champ sont les mêmes :

(5) $$E_{1n}=E_{2n}=E_n.$$

La présence du deuxième milieu (Fig. 4 *a*) entraine la présence des charges de polarisation, de signe contraire, dont l'intensité du champ est $\mathbf{E}'_n$, ayant le même sens que celui de $\mathbf{E}_n$ pour le premier milieu et le sens contraire pour le deuxième, de telle façon que la relation (4) soit satisfaite. Ensuite on peut exprimer $E_{1n}$ et $E_{2n}$ conformément au Fig. 4 *b* et 4 *c* :

(6) $$E_{1n}=E_n+E'_n,\qquad (7)\quad E_{2n}=E_n-E'_n.$$

On détermine la valeur $E'_n$ à l'aide de l'équation (3) :

(8) $$E'_n=\frac{\varepsilon_2-\varepsilon_1}{\varepsilon_2+\varepsilon_1}E_n=\frac{\varepsilon_2-\varepsilon_1}{\varepsilon_2+\varepsilon_1}\cdot\frac{\rho_l\cos\alpha}{2\pi\varepsilon_1 r}=\frac{\rho_l\cos\alpha}{2\pi\varepsilon_i r}$$

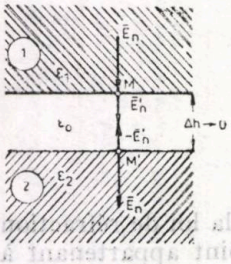


Fig. 4 a

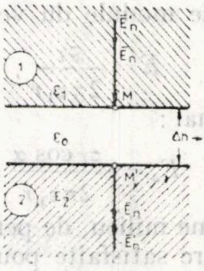


Fig. 4 b

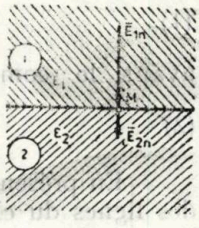


Fig. 4 c

où la source-image est :

$$\rho_l' = \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 + \varepsilon_1} \rho_l . \tag{9}$$

La relation (8) représente l'intensité d'un champ électrostatique créé par un conducteur filiforme chargé ayant la densité linéaire $\rho_l'$, placé à la distance $r$ par rapport au point $M$ et étant situé sous un angle $\alpha$ dans le premier ou le deuxième milieu isolant. La position et le signe de $\rho_l'$ dépendent du domaine dont appartient le point $M$. On peut distinguer les deux cas ci-dessous.

**2.1. $M$ appartient au premier milieu ($\varepsilon_1$)**

En ce cas $\mathbf{E}_n'$ a le même sens que $\mathbf{E}_n$ ; par conséquent $\mathbf{E}_n'$ peut être créé par une charge $\rho_l'$ superposée à la charge $\rho_l$ donnée (Fig. 5 *a*) ou par

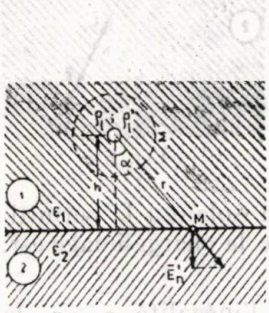


Fig. 5 a

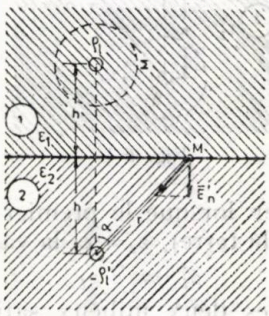


Fig. 5 b

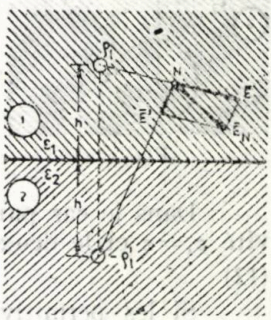


Fig. 5 c

une charge $-\rho_l'$ disposée comme il est montré dans la Fig. 5 *b*, dans le deuxième milieu. La loi du flux électrique appliquée aux cas représentés dans les Fig. 1, 5 *a* et 5 *b* permet à sélecter la variante valable :

$$\iint_{\Sigma} \mathbf{DdA} = \rho_l l, \quad \iint_{\Sigma} \mathbf{DdA} = (\rho + \rho_l') l, \quad \iint_{\Sigma} \mathbf{DdA} = \rho_l l. \tag{10}$$

Ces trois relations indiquent la variante de la Fig 5 *b* comme celle valable, c'est-à-dire la source-image a le signe contraire à celui donné et la magnitude exprimée par relation (10); elle est placée derrière de la surface *s*, comme l'image donnée par un miroir.

En conclusion, le champ électrostatique pour chaque point appartenant au premier milieu peut être déterminé par la superposition du champ créé par la source donnée et du champ créé par son image, comme il est indiqué dans la Fig. 5 *c*.

**2.2. $M$ appartient au deuxième milieu ($\varepsilon_2$)**

Dans ce cas il s'agit de $-\mathbf{E}_n'$, qui peut être déterminé par une charge $-\rho_l'$ superposée à la charge $\rho_l$ donnée (Fig. 6 *a*) ou par une charge $\rho_l'$ placée dans le deuxième milieu (Fig. 6 *b*). La loi du flux électrique, appliquée à la surface $\Sigma'$ (Fig. 1, 6 *a* et 6 *b*) conduit aux relations :

(11) $$\iint_{\Sigma'} \mathbf{D}d\mathbf{A}=0\ ;\quad \iint_{\Sigma'} \mathbf{D}d\mathbf{A}=0\ ;\quad \iint_{\Sigma'} \mathbf{D}d\mathbf{A}=\rho' l.$$

On constate que la variante de la Fig. 6 *a* est celle valable. Donc, on peut déterminer le champ électrostatique pour n'importe quel point appartenant au deuxième milieu par la superposition des champ créés par les charges $\rho_l$ et $-\rho'_l$ placées dans la même position dans le premier milieu isolant (Fig. 6 *c*).

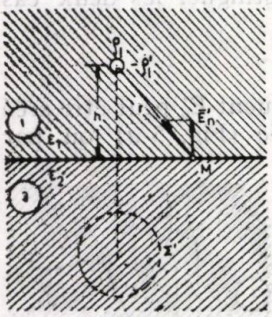


Fig. 6 a

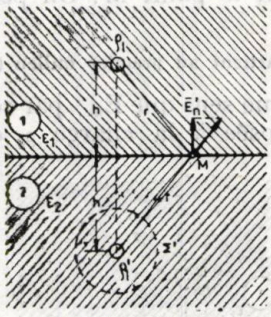


Fig. 6 b

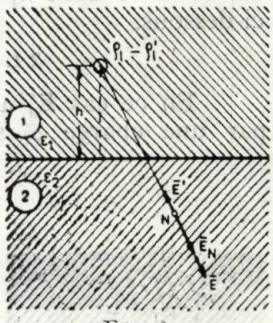


Fig. 6 c

Dans le cas particulier lorsque le premier milieu isolant a la permitivité $\varepsilon_1=\varepsilon$ et le deuxième (la terre), $\varepsilon_2=\infty$, la valeur de la charge-image est:

(12) $$|\rho'_l| = |\rho_l|\ .$$

Si les permitivités des deux milieux satisfont l'inégalité $\varepsilon_1>\varepsilon_2$ la charge-image a la valeur :

(13) $$\rho'_l=\frac{\varepsilon_1-\varepsilon_2}{\varepsilon_1+\varepsilon_2}\rho_l,$$

mais on calcule le champ pour chacun des points appartenant au premier milieu par superposition des champs créés par les charges : $\rho_l$ — donnée et son image $\rho'_l$ (du même signe) située dans le deuxième milieu ; pour les points appartenant au deuxième milieu on superpose les champs déterminés par la source-donnée, $\rho_l$ et son image, $\rho'_l$, placées dans la même position.

### 3. Source-image d'un courant linéaire par rapport à une surface plane de séparation

On considère un conducteur linéaire parcouru par le courant $i$ et placé à la hauteur $h$ par rapport à la surface $s$ qui sépare deux domaines magnétiques différents ayant les perméabilités $\mu_1<\mu_2$ ; on suppose que le conducteur est placé dans le premier milieu (Fig. 7).

L'intensité du champ magnétique **H** et son composant normal $H_n$, pour un point $M$ appartenant à la surface $s$, sont données par les relations :

(14) $$H=\frac{i}{2\pi r},\qquad H_n=\frac{i\sin 0}{2\pi r}\ .$$

La conservation des composants normaux des deux inductions magnétiques $\mathbf{B}_1$ et $\mathbf{B}_2$, conduit à la conclusion (Fig. 8) :

$$\mu_1 H_{1n} = \mu_2 H_{2n}\,; \quad \frac{H_{1n}}{H_{2n}} = \frac{\mu_2}{\mu_1} > 1\,; \quad H_{1n} > H_{2n}. \tag{15}$$

En étudiant ce cas de la même manière que celui ci-dessus on obtient :

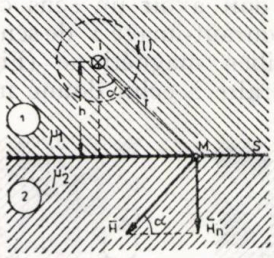



Fig. 7

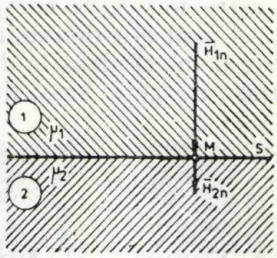



Fig. 8

$$H'_n = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_2 + \mu_1} H_n = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_2 + \mu_1} \cdot \frac{i \sin\theta}{2\pi r} = i' \frac{\sin\theta}{2\pi r}, \tag{16}$$

où $i'$ est le courant-image ayant la grandeur :

$$i' = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_2 + \mu_1} i. \tag{17}$$

Donc, le composant normal $H'_n$ est déterminé par un courant $i'$ placé à la distance $r$ par rapport au point $M$ et sous un angle $\theta$, dans le premier ou le deuxième milieu magnétique.

### 3.1. $M$ appartient au premier milieu ($\mu_1$)

Dans ce cas le composant $H'_n$ a le même sens que $H_n$ ; il peut être créé par un courant-image $i'$ du même sens que $i$ mais situé dans le deuxième domaine, comme une image optique (Fig. 9 *a*) ou par un courant-image $i'$ aussi du même sens que $i$ mais superposé au dernier (Fig. 9 *b*). La loi du circuit magnétique appliquée au contour $l$, (Fig. 7, 9 *a* et 9 *b*) fournit les relations :

$$\oint_l \mathbf{Hdl} = i, \quad \oint_l \mathbf{Hdl} = i, \quad \oint_l \mathbf{Hdl} = i + i'. \tag{20}$$

On constate que la variante représentée dans la Fig. 9 *a* est celle correcte. Donc, pour n'importe quel point appartenant au premier milieu le champ mag-

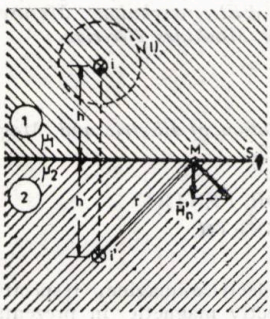



Fig. 9 a

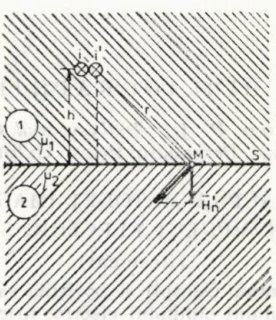



Fig. 9 b

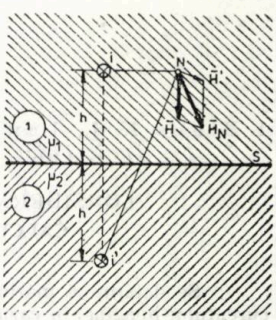



Fig. 9 c

nétique est calculé par superposition des champs créés par le courant donné $i$ et son image $i'$, du même sens mais placé dans le deuxième milieu (Fig. 9 *c*).

3.2. $M$ appartient au deuxième milieu ($\mu_2$)

Pour cette fois-ci, le composant $H'_n$ doit avoir un sens contraire à celui de $H_n$ ; il peut être déterminé par un courant-image $i'$ de sens contraire à celui donné et placé dans le deuxième milieu magnétique (Fig. 10 *a*) ou par un courant-image $i'$ aussi de sens contraire à celui donné mais super-

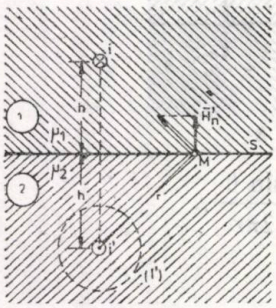


Fig. 10 a

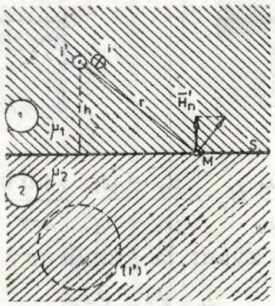


Fig. 10 b

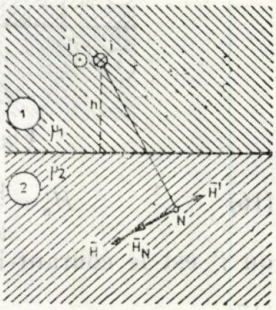


Fig. 10 c

posé au dernier, dans le premier milieu (Fig. 10 *b*). Comme dans le cas antérieur, la loi du circuit magnétique pour le contour $l'$ (Fig. 8, 10 *a* et 10 *b*) conduit à :

$$\oint_{l'} \mathbf{H}d\mathbf{l}=0,\ \oint_{l'} \mathbf{H}d\mathbf{l}=i',\ \oint_{l'} \mathbf{H}d\mathbf{l}=0. \tag{21}$$

Il résulte que seulement la variante de la Fig. 10 *b* est correcte. Donc, on peut calculer le champ magnétique pour chaque point appartenant au deuxième milieu magnétique par superposition du champ donné par le courant-source $i$ et du celui créé par son image $i'$ de sens contraire, tous les deux situés dans la même position (Fig. 10 *c*).

Si le deuxième milieu est de haute perméabilité ($\mu_2 \to \infty$) alors le courant-image est :

$$i'=i. \tag{22}$$

*Reçue le 7 octobre 1985*

*Institut Polytechnique, Jassy,*
*Chaire d'Électrotechnique, Mesures*
*et Machines électriques*

BIBLIOGRAPHIE

1. Binns K. J., Lawrenson P. J., *Analysis and Computation of Electric and Magnetic Fields Problems.* Pergamon Press, Oxford, 1973.

CONSIDERAȚII ASUPRA METODEI IMAGINILOR PENTRU CALCULUL CÎMPULUI ELECTRIC ȘI MAGNETIC

(Rezumat)

Se determină mărimile, semnul (sensul) și pozițiile sarcinii electrice-imagine, respectiv curentului-imagine, în cazul calculului cîmpului electrostatic, respectiv magnetic, în prezența unei suprafețe plane de separație, într-un mediu precum și în celălalt.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.3.013

# HETEROPARAMETRISCHE LANGSAME SCHWINGUNGEN IN FERRORESONANTEN, EINEN NICHTLINEAREN, ORTHOGONAL-GESTEUERTEN INDUKTOR ENTHALTENDEN STROMKREISEN

VON

MIRCEA NEMESCU, MIHAELA CLEJU, DOINA ZAMFIR und DORIN BELAUS

1. Es wird ein seriengeschalteter, nichtlinearer und parametrischer *RLC*-Stromkreis angenommen (Abb. 1), der vom Spannungsgenerator

$$u=\sqrt{2}U\cos\omega t \tag{1}$$

gespeist wird und in dem der Induktor eine nichtlineare, orthogonal gesteuerte Spule ist. Der Stromkreis aus Abb. 1 ist dem aus Abb. 2 gleichwertig, wo :

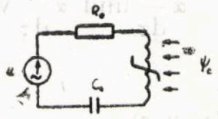


Abb. 1

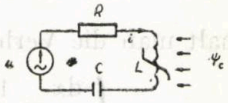


Abb. 2

$$R=\frac{1+\omega^2R_0^2C_0^2}{\omega^2R_0^2C_0^2},\quad C=\frac{C_0}{1+\omega^2R_0^2C_0^2}. \tag{2}$$

Gegeben sei $N$ die Windungszahl des Induktors und das Abwandlungsgesetz des Steuerstroms der Form :

$$\psi_c=\psi_{c\max}\cos\Omega t \tag{3}$$

wo $\Omega\ll\omega$. Somit kann $\psi_c(t)$ als eine sich zeitlich langsam ändernde Funktion betrachtet werden.

Die Charakteristik der orthogonal gesteuerten nichtlinearen Spule kann durch folgende Gleichung angenähert werden :

$$\theta(\psi)=h_1\psi+h_2\psi^3+h_3\psi\psi_c^2, \tag{4}$$

wo :

$$\theta(\psi)=Ni \tag{5}$$

und $h_1$, $h_2$, $h_3$ Konstanten sind.

Beachtet man die Beziehungen (1), (3), (4) und (5) für den in Abb. 2 dargestellten Stromkreis, so kann man folgende Normgleichung aufstellen [2]:

$$\frac{d^2v}{d\tau^2}+\alpha\frac{dv}{d\tau}+\beta[1+2\delta z(\tau)]v+\varepsilon v^3=k\cos\tau, \tag{6}$$

in welcher :

$$\begin{cases} v=\dfrac{\psi}{\psi_0}, \quad \alpha=\dfrac{1}{RC\omega}, \quad \beta=\dfrac{h_1+0{,}5\,h_2\psi_{cm}^2}{\omega^2NC}, \quad \delta=\dfrac{0{,}25\,h_2\psi_{cm}}{\omega^2NC\beta}, \\ \eta=\dfrac{\Omega}{\omega}, \quad \varepsilon=\dfrac{h_3\psi_0^3}{\omega^2NC}, \quad K=\dfrac{U\sqrt{2}\sqrt{1+\omega^2R^2C^2}}{\psi_0\omega^2RC}, \quad \tau=\omega t \end{cases} \tag{7}$$

und

$$z(\tau)=\psi_{c\,\max}\cos 2\eta\tau, \tag{8}$$

$\psi_0$ einen Beziehungswert des Stromes $\psi$, jedoch $\delta$ und $\varepsilon$ zwei kleine Parameter darstellen.

2. Für eine kleine Amortisierung ($\alpha$ klein) kann das Antwortsignal mit dem Erregersignal [3] als phasengleich betrachtet werden, wenn die dem Zwangsregim entsprechende periodische Lösung folgendes Aussehen hat :

$$v(\tau)=x(\tau)\sin\tau+y(\tau)\cos\tau \tag{9}$$

und dabei $x(\tau)$ und $y(\tau)$ langsam variierende Funktionen sind.

Ersetzt man Gleichung (9) in (6), so werden die Koeffizienten identifiziert und wenn man die Ausdrücke $\frac{d^2x}{d\tau^2}$, $\frac{d^2y}{d\tau^2}$, $\alpha\frac{dx}{d\tau}$ und $\alpha\frac{dy}{d\tau}$ vernachlässigt so erhalt man die Verhältnisse :

$$\begin{cases} \dfrac{dx}{d\tau}=\dfrac{1}{2}(-\alpha x+Ay+k)\equiv X(x,y,z), \\ \dfrac{dy}{d\tau}=\dfrac{1}{2}(-Ax-\alpha y)\equiv Y(x,y,z), \\ \dfrac{dz}{d\tau}=-2\psi_{c\max}\eta\sin 2\eta\tau\equiv Z(z), \end{cases} \tag{10}$$

in welchen :

$$A=1-\beta(1+2\delta z) \tag{11}$$

und die Schwingungsamplitude

$$r^2=x^2+y^2 \tag{12}$$

ist. Das periodische Regim besteht dann wenn :

$$\frac{dx}{d\tau}=0, \quad \frac{dy}{d\tau}=0 \text{ und } \quad \frac{dz}{d\tau}=0, \tag{13}$$

Bedingungen, die zu folgenden Beziehungen führen :

$$-\alpha x+Ay+k=0, \quad -Ax-\alpha y=0, \quad z_0^2=\psi_{c\max}^2. \tag{14}$$

Die Amplitude des periodischen Arbeitsregims $r_0(\tau)$ ist $r_0=\sqrt{x_0^2+y_0^2}$ und die Teilausdrücke $x_0$ und $y_0$ hängen von der Amplitude $r_0$ folgendermassen ab :

$$x_0^2=\frac{r_0^2}{1+(A/\alpha)^2}, \quad y_0^2=\frac{r_0^2}{1+(\alpha/A)^2}. \tag{15}$$

3. Der periodisch stabilen Lösung entspricht in der Phasenebene $(X, Y, Z)$ ein singulärer Punkt $(X_0, Y_0, Z_0)$. Die Stabilität des singulären Punktes wird durch Beurteilung des Integralenkurvenverhaltens in seiner Nähe studiert. Dies geschieht durch das Studium des zeitlichen Verhaltens der kleinen Abweichungen, $\xi$, $\gamma$, $\zeta$, im Vergleich zu den dem stationären Regim entsprechenden Werten. Das Gleichungssystem (10) führt zu folgenden Beziehungen :

$$\frac{d\xi}{d\tau}=a_{11}\xi+a_{12}\gamma+a_{13}\zeta, \quad \frac{d\gamma}{d\tau}=a_{21}\xi+a_{22}\gamma+a_{23}\zeta, \quad \frac{d\zeta}{d\tau}=a_{31}\xi+a_{32}\gamma+a_{33}\zeta, \tag{16}$$

mit der charakteristische Gleichung :

$$\lambda^3+b_1\lambda^2+b_2\lambda+b_3=0, \tag{17}$$

in welcher :

$$b_1=\alpha, \quad b_2=\frac{1}{4}\{\alpha^2+[1-\beta(1+2\delta z_0)]^2\}, \quad b_3=0, \tag{18}$$

was laut dem R o u t h-H u r w i t z Kriterium die Instabilität des Systems beweist.

In dieser Lage, da das Gleichungssystem (10) im Raume $(X, Y, Z)$ einen stabil beschränkten Zyklus zugibt, ist das Auftreten der Schwingungen möglich. Wenn nun in diesem Zyklus sich der repräsentative Punkt der Koordonaten $x(\tau)$, $y(\tau)$ und $z(\tau)$ bei anwachsendem $\tau$ bewegt, so findet eine Schwingung statt. Da aber $z(\tau)$ eine sich langsam verändernde Funktion ist, kann man folgende Bedingungen annehmen :

$$\frac{dz}{d\tau}\ll\frac{dx}{d\tau}, \quad \frac{dz}{d\tau}\ll\frac{dy}{d\tau}, \tag{19}$$

in welchen die Bewegung des repräsentativen Punktes durch folgende Gleichungen beschrieben wird :

$$\frac{dx}{d\tau}=\frac{1}{2}(-\alpha x+Ay+k), \quad \frac{dy}{d\tau}=\frac{1}{2}(-Ax-\alpha y). \tag{20}$$

In seiner Bewegung nähert sich der repräsentative Punk t der von fol genden Gleichungen definierten Kurve :

$$\frac{dx}{d\tau}=0, \quad \frac{dy}{d\tau}=0, \tag{21}$$

was zu folgender Beziehung führt :

$$(A^2+\alpha^2)r^2=k^2, \tag{22}$$

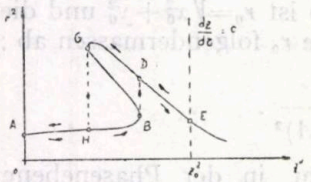


Abb. 3

die für besondere Werte [3] das Aussehen aus Abb. 3 erhält. Da sich aber $z(\tau)$ langsam verändert, $dz/d\tau=0$ und somit:

$$z_0^2=\psi_{c\max}^2. \tag{23}$$

Der Funktionierungspunkt $P$ wird durch den Schnittpunkt der durch die Gleichungen (22) und (23) beschriebenen Kurven bestimmt. Beim Variieren von $\tau$ nimmt die Funktion $dz/d\tau$, von diesem abhängige Werte an:

$$\frac{dz}{d\tau}<0 \text{ für } 0<2\eta\tau<\pi, \quad \frac{dz}{d\tau}>0 \text{ für } \pi<2\eta\tau<2\pi,$$

was die periodische Bewegung des Funktionierungspunktes $P$ im Zyklus $ABDEGH$ bestimmt. Somit entsteht ein heteroparametrischer langsamer Schwingungskreis.

## Schlussfolgerungen

Es wird ein seriengeschalteter, ferroresonanter *RLC*-Stromkreis studiert, der einen nichtlinearen, orhtogonalgesteuerten Induktor enthält. Es werden die Bedingungen des Entstehens heteroparametrischer langsamer Schwingungen in solchen Stromkreisen studiert.

*Eingegangen am 22. Juni 1985*

*Technische Hochschule, Jassy, Lehrstuhl für Automatisierung und Elektroanwendungen*

LITERATURVERZEICHNIS

1. Balan D., *Studiul funcționării bobinei neliniare comandate ortogonal, excitată prin flux sinusoidal, în regim de magnetizare liberă și forțată.* Bul. Inst. polit., Iași, **XIX (XXIII)**, *3—4*, s. III, 41—52 (1973).
2. Baraboi A., *L'utilisation de la méthode de la convolution complexe pour la détermination des solutions périodiques de régime forcé des équations différentielles nonlinéaires du second ordre dans le cas de la résonance.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXIV (XXVIII)**, *3—4*, s. III, 29—34 (1978).
3. Hayashi C., *Nonlinear Oscillations Physical Systems.* Mc. Graw-Hill Book Company, 1964.
4. Philippow E., *Nichtlineare Elektrotechnik.* Akad. Verlagsges. Gest und Portig, Leipzig, 1971.
5. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare și parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973.
6. Suhăr I., Crețu Adr., Șerban Gh., *Contribuții la studiul circuitului ferorezonant serie.* Electrotehnica, **18**, *10*, 376—381 (1970).

## OSCILAȚII LENTE HETEROPARAMETRICE ÎN CIRCUITE ELECTRICE FEROREZONANTE CONȚINÎND UN INDUCTOR NELINIAR COMANDAT ORTOGONAL

(Rezumat)

Se studiază circuitul electric *RLC* serie, ferorezonant, conținînd un inductor neliniar comandat ortogonal. Se determină condițiile apariției oscilațiilor lente, heteroparametrice, în astfel de circuite.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

D.C 621.3.029

# ANALYTICAL METHOD FOR THE SYNTHESIS OF THE NON-LINEAR RESISTOR CHARACTERISTIC

BY

VIOREL-MIHAIL COSMA and I. ONCIULESCU

## 1. Introduction

An equation describing the characteristic of the non-linear resistors used in relaxation-type oscillators is given in this paper.

The characteristic is synthesized analitically and the compatibility conditions of the characteristic according to the physical process of generation of relaxation-type oscillations are derived for some cases.

## 2. Theoretical Analysis

The synthesis of the characteristic of voltage (current) controlled non-inertial, non-linear resistors represents one stage in the synthesis of relaxation oscillators with only one linear conservative element. With a view to synthesize these oscillators, we start from the voltage (current) wave forms appearing in certain electric circuits during the self-excitation of non-linear process.

As known from the literature [1], [2], the electric circuits shown in Figs. 1 and 2 are the most simple structures allowing the obtaining of relaxation oscillations.

The self-excitation of non-linear processes, which determine the appearing and maintaining of the relaxation oscillations in these circuits depend on the condition that the unstable operating points should be situated within

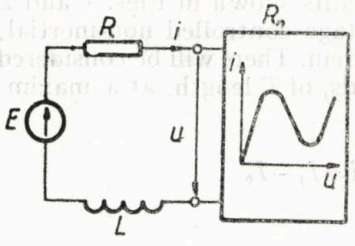



Fig. 1

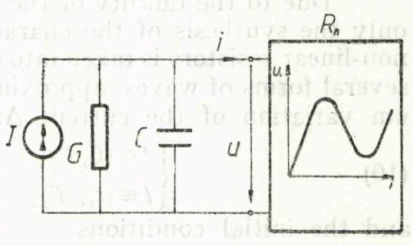



Fig. 2

the negative resistance (conductance) portion of the non-linear resistor characteristic. For this, we must have

$$R<|R_n| \text{ respectively } G<|G_n|, \tag{1}$$

where $R(G)$ represents the charge resistance (conductance) and $R_n(G_n)$ — the negative resistance (conductance) of the characteristic of the non-inertial, non-linear resistor.

The differential equations describing the self-excitation processes are the following:

$$L\frac{di}{dt}+Ri+u=E, \text{ respectively } \tag{2}$$

$$C\frac{du}{dt}+Gu+i=I, \tag{3}$$

where $i=\varphi(u)$ respectively $u=\varphi(i)$ represent the equations of the characteristics of the non-inertial, non-linear resistors in the two electric circuits already presented.

Eqs. (2) and (3) may be written under the following forms:

$$\frac{di}{du}+a(u)i=b(u), \text{ respectively } \tag{4}$$

$$\frac{du}{di}+a(i)u=b(i), \tag{5}$$

where

$$a(u)=\frac{R}{Lu'}, \quad b(u)=\frac{E-u}{Lu'}; \tag{6}$$

$$a(i)=\frac{G}{Ci'}, \quad b(i)=\frac{I-i}{Ci'}. \tag{7}$$

By integrating these equations, we obtain

$$i(u)=e^{-\int a(u)du}\left[\int b(u)e^{\int a(u)du}du+A\right], \tag{8}$$

respectively

$$u(i)=e^{-\int a(i)di}\left[\int b(i)e^{\int a(i)di}di+A\right], \tag{9}$$

where $A$ is a constant.

## 3. Examples of Analytical Synthesis of the Characteristic of Voltage Controlled Non-inertial, Non-linear Resistors

Due to the duality of the two electric circuits shown in Figs. 1 and 2 only the synthesis of the characteristics of voltage controlled non-inertial, non-linear resistors is taken into consideration herein. There will be considered several forms of waves, approximated on intervals, of $T$ length, at a maximum variation of the current $\Delta i$:

$$\begin{cases} t\in(0, t_1), & u\in(U_0, U_1) \\ t\in(t_1, T), & u\in(U_3, U_2) \end{cases}, \quad \Delta i=I_1-I_0 \tag{10}$$

and the initial conditions

$$i(U_0)=I_0\,; \quad i(U_3)=I_1. \tag{11}$$

The voltage impulse is considered linearized on portions (Fig. 3, curve *1*), described by the equations:

$$(12)\quad u(t)=\begin{cases} a_1+a_2t, & \text{for } t\in(0,\ t_1),\\ a_1'+a_2'(t-t_1), & \text{for } t\in(t_1,\ T). \end{cases}$$

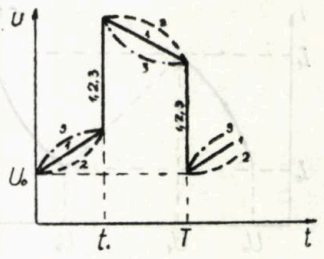


Fig. 3

From conditions (10) and from Fig. 3 it results

$$(13)\quad a_1=U_0,\ a_2=\frac{U_1-U_0}{t_1},\ a_1'=U_2,\ a_2'=-\frac{U_3-U_2}{T-t_1}.$$

For $a(u)$, $b(u)$ from (6), the following expressions results;

$$(14)\quad \begin{cases} a(u)=\dfrac{R}{L}\cdot\dfrac{t_1}{U_1-U_0},\quad b(u)=\dfrac{1}{L}\cdot\dfrac{E-u}{U_1-U_0}t_1, \quad u\in(U_0,\ U_1);\\ a(u)=-\dfrac{R}{L}\cdot\dfrac{T-t_1}{U_3-U_2},\quad b(u)=-\dfrac{1}{L}\cdot\dfrac{E-u}{U_3-U_2}(T-t_1),\ u\in(U_3,\ U_2). \end{cases}$$

Replacing $a(u)$ and $b(u)$ from (14) into (8), where $A$ is determined from conditions (11) and making the approximation

$$(15)\quad e^{-x}\cong 1-x+\frac{x^2}{2}$$

it results

$$(16)\quad \begin{cases} i(u)=I_0+A_1(u-U_0)+A_2(u-U_0)^2, & u\in(U_0,\ U_1),\\ i(u)=I_1+A_3(U_3-u)+A_4(U_3-u)^2, & u\in(U_3,\ U_2), \end{cases}$$

where

$$(17)\quad \begin{cases} A_1=\dfrac{t_1}{L}\cdot\dfrac{E-U_0-RI_0}{U_1-U_0}>0,\\ A_2=-\dfrac{t_1}{2L}\cdot\dfrac{1}{(U_1-U_0)^2}\left[U_1-U_0+\dfrac{Rt_1}{L}(E-U_0-RI_0)\right],\\ A_3=-\dfrac{T-t_1}{L}\cdot\dfrac{RI_1+U_3-E}{U_3-U_2},\\ A_4=\dfrac{T-t_1}{2L(U_3-U_2)^2}\left[U_3-U_2+\dfrac{R(T-t_1)}{L}(RI_1+U_3-E)\right]. \end{cases}$$

Taking into consideration the expressions of the coefficients $A_1$, $A_2$, $A_3$, $A_4$ for both branches of the characteristic $i(u)$, one may notice that

$$(18)\quad \frac{d^2i}{du^2}<0.$$

Roots of equation $di/du=0$ are noted with $U_{ex_1}$ and $U_{ex_2}$. In order to have a characteristic $i(u)$ compatible with the physical phenomenon of the producing of relaxation oscillations, we must have

$$(19)\quad U_{ex_1}\geqslant U_1;\ U_{ex_2}\leqslant U_2.$$

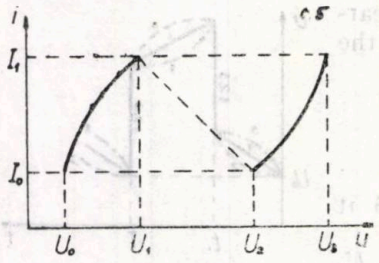


Fig. 4

From relations (16), (17), (19), for the parameters of the circuit represented in Fig. 1 and the parameters of the impulse (Fig. 3), the following conditions results

$$(20)\qquad \begin{cases} \dfrac{Rt_1}{L} \leqslant \dfrac{E-U_1-RI_0}{E-U_0-RI_0}; \\ \dfrac{R(T-t_1)}{L} \leqslant \dfrac{RI_1+U_2-E}{RI_1+U_3-E}. \end{cases}$$

The analytically synthesized characteristic is represented in Fig. 4.

The voltage impulse $u(t)$ (Fig. 3, curve *2*) is considered, which is described by the equations

$$(21)\qquad u(t)=\begin{cases} a_1+a_2t^2, & \text{for } t\in(0,\ t_1), \\ a_1'+a_2'(t-t_1)^2, & \text{for } t\in(t_1,\ T). \end{cases}$$

From conditions (10) and Fig. 3, it results that

$$(22)\qquad a_1=U_0,\quad a_2=\frac{U_1-U_0}{t_1^2},\quad a_1'=U_3,\quad a_2'=-\frac{U_3-U_2}{(T-t_1)^2}.$$

Thus for $a(u)$, $b(u)$ from (6), the following expressions are obtained :

$$(23)\qquad \begin{cases} a(u)=\dfrac{R}{2L}\cdot\dfrac{t_1}{[(u-U_0)\ (U_1-U_0)]^{1/2}},\quad b(u)=\dfrac{(E-u)t_1}{2L[(u-U_0)(U_1-U_0)]^{1/2}}, \\ \qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad u\in(U_0,\ U_1); \\ a(u)=-\dfrac{R(T-t_1)}{2L[(U_3-u)\ \ (U_3-U_2)]^{1/2}},\ b(u)=-\dfrac{(E-u)\ (T-t_1)}{2L[(U_3-u)(U_3-U_2)]^{1/2}}, \\ \qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad u\in(U_3,\ U_2). \end{cases}$$

In this case, the expressions of the analytically synthesized characteristic $i(u)$, according to relations (8), (15) and (23), will be

$$(24)\qquad \begin{cases} i(u)=I_0+A_1(u-U_0)^{1/2}+A_2(u-U_0), & u\in(U_0,\ U_1), \\ i(u)=I_1+A_3(U_3-u)^{1/2}+A_4(U_3-u), & u\in(U_3,\ U_2), \end{cases}$$

where coefficients $A_1$, $A_2$, $A_3$, $A_4$ are as follows

$$(25)\qquad \begin{cases} A_1=\dfrac{t_1}{L}\cdot\dfrac{E-U_0-RI_0}{(U_1-U_0)^{1/2}}>0, \\ A_2=-A_4=-\dfrac{1}{R}, \\ A_3=-\dfrac{T-t_1}{L}\cdot\dfrac{U_3+RI_1-E}{(U_3-U_2)^{1/2}}<0. \end{cases}$$

For this characteristic too, $d^2i/du^2<0$. In this case too, according to (19), in order to obtain a characteristic compatible with the physical phenomenon of the producing of relaxation oscillations, the following conditions must be imposed

$$\frac{Rt_1}{L}\geqslant\frac{2(U_1-U_0)}{E-U_0-RI_0},\qquad\frac{R(T-t_1)}{L}\geqslant\frac{2(U_3-U_2)}{U_3+RI_1-E}. \tag{26}$$

We may be notice that, if we choose, in the case of symmetric characteristics

$$R=\frac{U_1-U_0}{I_1-I_0}=\frac{U_3-U_2}{I_1-I_0} \tag{27}$$

it results

$$U_{ex_1}=U_1;\quad U_{ex_2}=U_2. \tag{28}$$

The synthesized characteristics are represented in Fig. 4.

The voltage impulse $u(t)$ from Fig. 3 (curve *3*) is taken into consideration. It is described by the equation

$$u(t)=\begin{cases}a_1(t-t_1)^2+a_2, & \text{for}\quad t\in(0,t_1),\\ a_1'(t-T)^2+a_2', & \text{for}\quad t\in(t_1,T).\end{cases} \tag{29}$$

For constants $a_1$, $a_2$, $a_1'$, $a_2'$, taking into consideration the condition (10), the following expressions are obtained

$$a_1=-\frac{U_1-U_0}{t_1^2},\quad a_2=U_1,\quad a_1'=\frac{U_3-U_2}{(T-t_1)^2},\quad a_2'=U_2 \tag{30}$$

and then

$$\begin{cases}a(u)=\dfrac{Rt_1}{2L[(U_1-u)(U_1-U_0)]^{1/2}},\quad b(u)=\dfrac{(E-u)t_1}{2L[(U_1-u)(U_1-U_0)]^{1/2}},\\ \qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad u\in(U_0,U_1),\\ a(u)=-\dfrac{R(T-t_1)}{2L[(u-U_2)(U_3-U_2)]^{1/2}},\quad b(u)=-\dfrac{(E-u)(T-t_1)}{2L[(u-U_2)(U_3-U_2)]^{1/2}},\\ \qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad u\in(U_3,U_2).\end{cases} \tag{31}$$

The synthesized characteristic $i(u)$ becomes

$$\begin{cases}i(u)=I_1+A_1(U_1-u)^{1/2}+A_2(U_1-u), & u\in(U_0,U_1),\\ i(u)=I_0+A_3(u-U_2)^{1/2}+A_4(u-U_2), & u\in(U_3,U_2),\end{cases} \tag{32}$$

where

$$\begin{cases}A_1=-\dfrac{t_1}{L}\cdot\dfrac{E-U_1-RI_1}{(U_1-U_0)^{1/2}}<0,\\ A_2=-A_4=\dfrac{1}{R},\\ A_3=\dfrac{T-t_1}{L}\cdot\dfrac{RI_0+U_2-E}{(U_3-U_2)^{1/2}}>0.\end{cases} \tag{33}$$

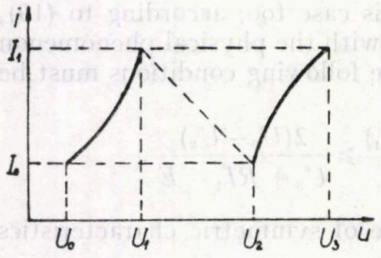



Fig. 5

Taking into consideration (32) and (33), one may notice

$$\frac{d^2i}{du^2} > 0. \tag{34}$$

In order to obtain a characteristic compatible with the physical phenomenon we must have

$$U_{ex_1} \leqslant U_0, \quad U_{ex_1} \geqslant U_3, \tag{35}$$

that is

$$\frac{Rt_1}{L} \geqslant \frac{2(U_1-U_0)}{E-U_1-RI_1}, \quad \frac{R(T-t_1)}{L} \geqslant \frac{2(U_3-U_2)}{RI_0+U_2-E}, \tag{36}$$

$U_{ex_1}$ and $U_{ex_2}$ having the same meaning as in (22). The diagram of the synthesized characteristic $i(u)$ is given in Fig. 5.

In the case of a symmetric characteristic, by choosing the resistance value $R$ from (27), we obtain

$$U_{ex_1} = U_0, \quad U_{ex_2} = U_3. \tag{37}$$

By imposing other voltage variation laws on the non-inertial, nonlinear resistor, more complicated forms for the characteristic $i(u)$ may be obtained.

*Received, November 12, 1985*

*Polytechnic Institute, Jassy,*
*Department of Electrotechnics and Electrical Measurements and Machines*
*and*
*Department of Mathematics*

## REFERENCES

1. Winkler Z., *Beitrag zur Theorie der Relaxationsoszillatoren*. XII. Internat. wiss. Koll. TH Ilmenau, 3 (1967).
2. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice*. Ed. Tehn., Buc., 1973.
3. Моругин А. Л., *Импульсные схемы на тунельных диодах*. Изд. „Советское Радио", М., 1966.

## METODĂ ANALITICĂ DE SINTEZĂ A CARACTERISTICII REZISTOARELOR NELINIARE

(Rezumat)

Se propune o relaţie ce descrie caracteristica rezistoarelor neliniare folosite în circuitele oscilatoarelor de relaxare. Se dau cîteva exemple de sinteză analitică a acestei caracteristici stabilindu-se condiţiile de compatibilitate a caracteristicii cu procesul fizic de producere a oscilaţiilor de relaxare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

D.C. 537.313

# SYMBOLIC GENERATION OF NORMAL-FORM EQUATIONS FOR *RLCM* LINEAR NETWORKS

BY

EMANUEL-CRISTIAN SAVIN

## 1. Introduction

In the case of linear *RLCM* networks, it is sometimes very desirable to write the state equations using variables like *R*, *L*, *C*, *E*, *J*, etc. That is just what it means the „symbolic generation".

In his work on linear networks and systems, B. C. K u o [6], pointed out the idea of writing the state equations using the M a s o n graph. M. P i e r z c h a l a [5] has used the M a s o n gain formula to generate symbolic state equations for improper networks.

For network functions symbolic generation has also been used the M a s o n gain formula, the computer program SNAP being such an example [4], [8].

As S. P. C h a n pointed out in [2], the C h a n-M a i flow graph has no loops. So, it is the simplest among the known flow graphs (M a s o n, C o a t e s and C h a n-M a i).

Starting with the above observation, in this paper, an algorithm for generating all the separations of a C h a n-M a i graph is developed. It has been used to write a computer program to generate symbolic state equations for *RLCM* linear networks.

In the case of linear networks containing controlled sources, the order of complexity depends on the exact values of network elements (as no parameter in any practical network can have an exact value, this aspect is a theoretical one). So, for this kind of networks, the problem of generating symbolic state equations is superfluous.

## 2. The Chan-Mai Graph

D e f i n i t i o n 1 [2]. A C h a n-M a i graph *Gs* is an orientated graph representing a system of simultaneous linear algebraic equations

$$\sum_{j=1}^{n} a_{ij}x_j = b_i, \quad (i = 1, 2, \ldots, n), \tag{1}$$

in such a way that each constant $b_i$ is represented by a constant node $b_i$ and each variable $x_j$ by a variable node $x_j$; if $a_{ij} \neq 0$, there is an orientated edge with a gain $a_{ij}$ directed from node $x_j$ to node $b_i$. Furthermore, the nodes of *Gs* are arranged in such a way that all the constant nodes $b_1, b_2, \ldots, b_n$, are in the top row (with vertex $b_j$ explicitly marked $b_j = 0$ when $b_j$ has a zero value), and all the variable nodes $x_1, x_2, \ldots, x_n$, are in the bottom row, so that nodes with the same subscript are connected by vertical branches.

Example 1. Let us consider the system of simultaneous linear equations :

$$(2)\qquad \begin{cases} a_{11}x_1+a_{13}x_3=b_1, \\ a_{21}x_1+a_{22}x_2+a_{24}x_4=b_2, \\ a_{32}x_2+a_{33}x_3=0, \\ a_{41}x_1+a_{42}x_2+a_{44}x_4=b_4, \end{cases}$$

having the corresponding signal-flow graph, presented in Fig. 1.

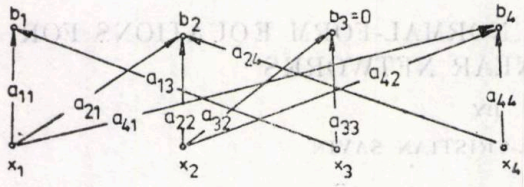



Fig. 1.—The Chan-Mai graph $Gs$ of the system of equations (2.2).

Definition 2.2 [2]. A graph $Gs$ is a graph obtained from $Gs$ by deleting all the outgoing edges of the node $x_j$ and then adding an oriented edge with a gain $b_i$, if $b_i \neq 0$, directed from node $x_j$ to node $b_i$, where $i=1, 2, \ldots, n$.

Theorem [2]. In a linear system of $n$ simultaneous independent algebraic equations with $n$ unknowns (1), the value of the variable $x_j$ is given by

$$(3)\qquad x_j=\frac{\sum_{\tau}(\text{sign } S_{p\tau})S_{p\tau}(Gs_j)}{\sum_{\rho}(\text{sign } S_{p\rho})S_{p\rho}(Gs)},$$

where

$$\text{sign } S_{pk}=\begin{cases} (-1)^{n_{sk}+n_{ak}-1}, & \text{for} \quad n_{ak}\neq 0, \ (k=\tau \text{ or } \rho); \\ (-1)^{n_{sk}} & \text{for} \quad n_{ak}=0. \end{cases}$$

Here, $n_{a\tau}$ is the number of asymetric branches in the $\tau$th separation of the graph $Gs_j$; $n_{s\tau}$ — the number of symetric pairs in the $\tau$th separation of $Gs_j$; $S_{p\tau}(GS_j)$ — the separation product of the $\tau$th separation of $Gs$; $n_{a\rho}$ — the number of asymetric branches in the $\rho$th separation of the flow graph $Gs$; $n_{s\rho}$ — the number of symetric pairs in the $\rho$th separation of $Gs$; $S_{p\rho}(Gs)$ — the separation product of the $\rho$th separation of $Gs$.

The summations of the separation products, $S_{p\rho}(Gs)$ and $S_{p\tau}(Gs_j)$, are taken over al separations of $Gs$ and $Gs_j$ respectively.

## 3. The Proposed Method

### 3.1. Enumeration of Separations

A Chan-Mai graph can be completely described by a table such as Table 1, for the graph of Fig. 1.

**Table 1**

*The branches Table for the Graph of Fig. 1*

| Source node ($x_j$) | Sink nodes ($b_i$) |
|---|---|
| 1 | 1 2 4 |
| 2 | 2 3 4 |
| 3 | 1 3 |
| 4 | 2 4 |

The generation of all separations of a Chan-Mai graph may be done systematically as follows.

Everytime a source node is considered, the correspondent sink node to be taken, is determined by the following rules :

Rule 3.1. Starting from the present source node and referring to the branches table, proceed to the first adjacent node and then apply rule 3.2.

Rule 3.2. If this sink node hasn't been used in the generation of the present separation, apply rule 3.3.

If this sink node has been already used in the generation of the present separation, proceed to the

next adjacent node of the present source node and apply rule 3.2 again.

If for the present source node all adjacent nodes have been verified, apply rule 3.4.

R u l e 3.3. If the present source node is the last one, a separation has been found; start the generation of a new separation, that contains all the branches of the previous separation, except those branches that begin in the last and in the last but one source nodes ; apply rule 3.4.

If the present source node isn't the last one, apply rule 3.1.

R u l e 3.4. Back up to the previous source node and then proceed on an untraversed branch to the smallest-numbered adjacent node ; apply rule 3.2.

If for the previous source node, there is no untraversed branch, apply rule 3.4 again.

If, on backing-up, the initial source node (1) is reached, and all outgoing branches from 1 have been traversed, then all separations have been found.

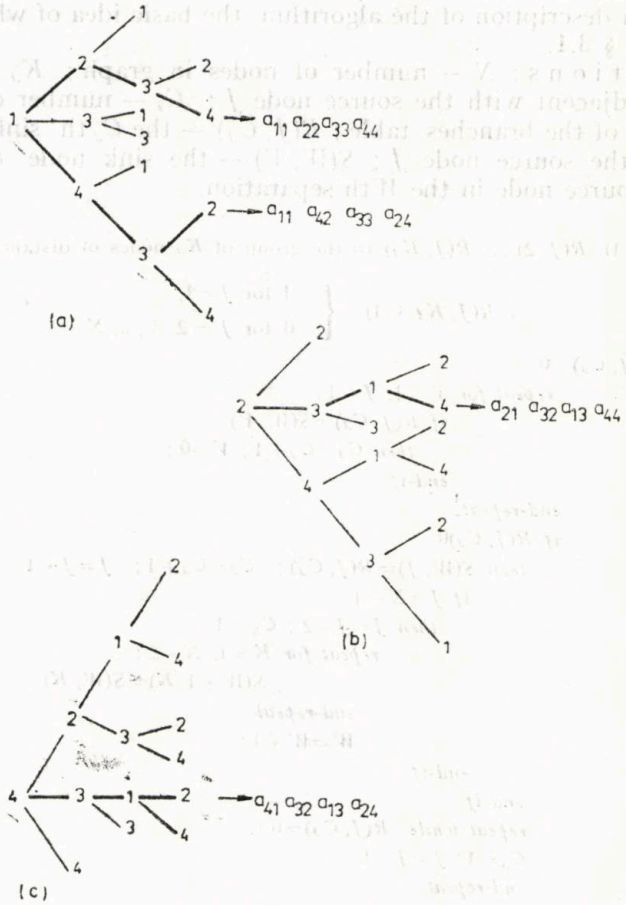



Fig. 2. — The tree graphs describing the *GS* algorithm.

E x a m p l e 2. Considering the graph of Fig. 1 the solution may be described with the aid of the tree graphs of Fig. 2.

N o t a t i o n s :

$r\ 3-i\ (i=1, 2, 3,4)$ : rule $3-i$ ; $sn$ : source node ; $dn$ : sink node.

Proceeding from $sn1$, $r\ 3-1$ applies, so that $dn1$ is used. Applying $r\ 3-2$ and $r\ 3-3$, $sn2$ is reached, As $r\ 3-1$ applies, the branch $a_{22}$ is generated (using $dn2$). Reaching $sn3$ ($r\ 3-2$, $r\ 3-3$) and applying $r\ 3-1$ the branch $a_{33}$ is found. Reaching $sn4$($r\ 3-3$) and applying $r\ 3-1$, $a_{24}$ is generated. But, as $sn4$ has been already used, $a_{44}$ is traversed instead of $a_{24}$. So, a separation is found ($r\ 3-3$). The generation of a new separation is started. This separation will contain the branches $a_{11}$ and $a_{22}$. Applying $r\ 3-4$, $sn3$ and then $sn2$ are reached. The branch $a_{22}$ is then replaced by $a_{32}$ and $r\ 3-3$ applies. $Dn3$ hasn't been used in the present separation, so that $sn3$ is reached. Applying $r\ 3-1$, $a_{13}$ is traversed. Observing that both $dn1$ and $dn\ 3$, corresponding to $sn3$ have been used in the present separation, $r\ 3-2$ and then $r\ 3-4$ applies. So, $a_{32}$ is replaced by $a_{42}$, a.s.o.

Continuing the process, the tree graphs of Fig. 2 are generated.

### 3.2. Algorithm GS

Algorithm $GS$, finds all separations of a C h a n-M a i graph. The following is a description of the algorithm, the basic idea of which has been explained in § 3.1.

N o t a t i o n s : $N$ — number of nodes in graph ; $K_J$ — number of sink nodes adjacent with the source node $J$ ; $C_j$ — number of columns in the $J$th row of the branches table ; $R(J, C_J)$ — the $C_J$th sink node corresponding to the source node $J$ ; $S(W, V)$ — the sink node corresponding to the $V$th source node in the $W$th separation.

Set $R(J, 1)$, $R(J, 2)$ ,..., $R(J, K_J)$ to the group of $K_J$ nodes of distance 1 from source node $J$.

Set $R(J, K_J+1)=\begin{cases} -1 \text{ for } J=1, \\ 0 \text{ for } J=2, 3, \ldots, N. \end{cases}$

```
repeat while R(J, C_J)  0
        repeat for V=1, J-1;
            if R(J, C_J)=S(W, V)
               then C_J=C_J+1; V=0;
            end-if
        end-repeat
        if R(J, C_J)0
           then S(W, J)=R(J, C_J); C_J=C_J+1; J=J+1
                if J=N+1
                   then J=J-2; C_N=1
                        repeat for K=1, N-2;
                                   S(W+1, K)=S(W, K);
                          end-repeat
                          W=W+1;
                end-if
           end-if
           repeat while R(J, C_J)=0;
           C_J=1; J=J-1
           end-repeat
end-repeat
```

### 3.3. Sign of a Separation Product

The sign of a separation product may be found using the parity of the corresponding permutation :

$$j\begin{pmatrix}1 & 2 \dots N\\ j_1 & j_2 \dots j_N\end{pmatrix}.$$

This may be done by counting all necessary inversions to bring $j$ to the identical permutation (which is even).

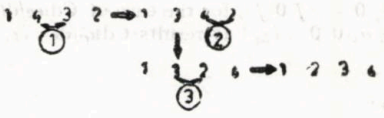


Fig. 3.— Sign of a separation product.

Example 3.3

For $S_p = a_{11}\, a_{42}\, a_{33}\, a_{24}$,

$j$ is $\begin{pmatrix}1 & 2 & 3 & 4\\ 1 & 4 & 3 & 2\end{pmatrix}$.

The solution is given in Fig. 3 and sign $(S_p) = (-1)^3 = -1$.

### 3.4. Symbol Manipulations

As we can see, a branch of a separation is determined by the pair $(sn,\ dn)$. So, the pair $(i, j)$ corresponds to the branch $a_{ij}$, that leaves the source node $i$ and enters the sink node $j$. Then, the pairs $(i, j)$, represent a natural code for the symbols $R, L, C, E, J$ (the system's coefficients).

## 4. Application

The symbolic generation of the normal-form equation for *RLCM* linear networks using the proposed method, may be done as follows.

Rule 4.1.

The network equations (Kirchhoff's laws and constitutive relations) must be written in such a way that the right-hand (the sink nodes $b_i$) contains : (a) the tree capacitor voltages ; (b) the cotree inductor currents; (c) the inputs.

In the case of networks with $C-E$ loops or $L-J$ cutsets, for every $C-E$ loop or $L-J$ cutset, we must introduce the derivatives of the correspondină equations, in which (d) the derivatives of the inputs, will appear also in the right-hand.

Example 3. Let us consider the network of Fig. 4.4. The Kirchhoff's laws may be written in the form :

$$(4)\quad \begin{cases} C\dfrac{du_C}{dt} - i_{L_1} + i_{L_2} = 0, \quad i + i_1 - J + i_{L_1} = 0,\\ C\dfrac{du_C}{dt} + i_1 + i_2 - J = 0,\\ L_1\dfrac{di_{L_1}}{dt} - R_1 i_1 + u_C = 0,\\ L_2\dfrac{di_{L_2}}{dt} + R_2 i_2 - u_C = -e,\\ L_1\dfrac{di_{L_1}}{dt} + L_2\dfrac{di_{L_2}}{dt} - Ri = 0. \end{cases}$$

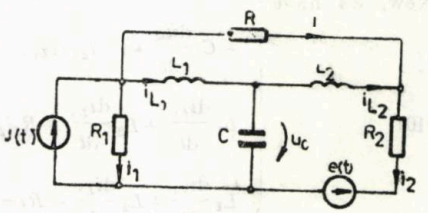



Fig. 4.— The network of Example 3.

Applying rule 4.1 system

$$(5)\quad \begin{cases} C\dfrac{du_C}{dt}=i_{L_1}-i_{L_2}, \quad L_1\dfrac{di_{L_1}}{dt}-R_1i_1=-u_C, \quad L_2\dfrac{di_{L_2}}{dt}+R_2i_2=u_C-e, \\ C\dfrac{du_C}{dt}+i_1+i_2=J, \quad L_1\dfrac{di_{L_1}}{dt}+L_2\dfrac{di_{L_2}}{dt}-Ri=0, \quad i+i_1=J-i_{L_1} \end{cases}$$

is obtained.

Remark.

a) To apply the method described in § 3, the superposition principle may be used.

Let $B \overset{not}{=} [b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6]$. Applying $B_1=[-i_{L_2}\ 0\ -e\ J\ 0\ J]$, for the case of $Cdu_C/dt$, we obtain $C\,du_C/dt=-i_{L_2}$. Then, applying $B_2=[i_{L_2}-u_C\ u_C\ 0\ 0\ -i_{L_1}]$ it results $Cdu_C/dt=i_{L_1}$. So, the final result is:

$$C\frac{du_C}{dt}=-i_{L_2}+i_{L_1}.$$

b) We may use the following procedure. Considering the notations: $i_{L_1} \overset{not}{=} I$ and $u_C \overset{not}{=} V$, system (5) becomes:

$$(6)\quad \begin{cases} C\dfrac{du_C}{dt}-I=i_{L_2}, \quad L_1\dfrac{di_{L_1}}{dt}-R_1i_1+V=0, \quad L_2\dfrac{di_{L_2}}{dt}+R_2i_2-V=-e, \\ C\dfrac{du_C}{dt}+i_1+i_2=J, \quad L_1\dfrac{di_{L_1}}{dt}+L_2\dfrac{di_{L_2}}{dt}-Ri=0, \quad i+i_1+I=J, \quad I=i_{L_1}, \quad V=u_C. \end{cases}$$

In system (6), the right-hand is no more a matrix but a vector:

$$B=[i_{L_2}\ 0\ -e\ J\ 0\ J\ i_{L_1}\ u_C].$$

c) It is interesting to mention that, sometimes, as in the case of Example 3, the problem of obtaining a vector in the right-hand is easier. So, applying the following operations system (4) may be written in the form (10):

1° subtract the 4th equation the 6th one:

$$(7)\quad -C\frac{du_C}{dt}+i-i_2=-i_{L_1},$$

2° add the 2nd equation to the 3rd one:

$$(8)\quad L_1\frac{di_{L_1}}{dt}+L_2\frac{di_{L_2}}{dt}+R_2i_2-R_1i_1=-e;$$

3° add the 1st equation to equation (7):

$$(9)\quad i-i_2=-i_{L_1}.$$

Now, we have:

$$(10)\quad \begin{cases} -C\dfrac{du_C}{dt}+i-i_2=i_{L_1}, \quad L_1\dfrac{di_{L_1}}{dt}-R_1i_1=-u_C, \\ L_1\dfrac{di_{L_1}}{dt}+L_2\dfrac{di_{L_2}}{dt}+R_2i_2-R_1i_1=-e, \quad C\dfrac{du_C}{dt}+i_1+i_2=J, \\ L_1\dfrac{di_{L_1}}{dt}+L_2\dfrac{di_{L_2}}{dt}-Ri=0, \quad i-i_2=-i_{L_2}. \end{cases}$$

Using the method proposed in § 3, it results:

$$
(11)\quad
\begin{cases}
\dfrac{du_C}{dt} = \dfrac{1}{C} i_{L_1} - \dfrac{1}{C} i_{L_2}, \\[2ex]
\dfrac{di_{L_1}}{dt} = \dfrac{1}{L_1} u_C - \dfrac{1}{L_1} \cdot \dfrac{R_1(R+R_2)}{R+R_1+R_2} i_{L_1} + \dfrac{1}{L_1} \cdot \dfrac{R_1 R_2}{R+R_1+R_2} i_{L_2} + \\[2ex]
\qquad + \dfrac{1}{L_1} \cdot \dfrac{R_1}{R+R_1+R_2} e + \dfrac{1}{L_1} \cdot \dfrac{R_1(R+R_2)}{R+R_1+R_2} J, \\[2ex]
\dfrac{di_{L_2}}{dt} = \dfrac{1}{L_2} u_C + \dfrac{1}{L_2} \cdot \dfrac{R_1 R_2}{R+R_1+R_2} i_{L_1} - \dfrac{1}{L_2} \cdot \dfrac{R_2(R+R_1)}{R+R_1+R_2} i_{L_1} - \\[2ex]
\qquad - \dfrac{1}{L_2} \cdot \dfrac{R+R_1}{R+R_1+R_2} e - \dfrac{1}{L_2} \cdot \dfrac{R_1 R_2}{R+R_1+R_2} J.
\end{cases}
$$

## 5. Conclusion

An algorithm is developed to obtain all the separations of a Chan-Mai graph. The algorithm may be used to generate symbolic state equations for *RLCM* networks, as well as symbolic network functions for linear active networks.

*Received, January 8, 1986*

*Polytechnic Institute, Jassy,*
*Department of Electrotechnics and*
*Electrical Measurements and*
*Machines*

REFERENCES

1. Savin Gh., Rosman H., *Observații privind stabilirea ecuațiilor de stare cu ajutoru grafurilor de semnale.* Sec. Nat. Conf. on Electr. Eng. a. Electroenerg., Craiova, Sept. 20—21, 1984.
2. Chan S. P., *Introductory Topological Analysis of Electrical Networks.* Holt, Rinehart and Winston, Inc., New York, 1969.
3. Mocanu C. I., *Teoria circuitelor electrice.* EDP, Buc. 1977.
4. Chua L. O., Lin P. M., *Computer Aided Analysis of Electronic Circuits,* Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.
5. Pierzchala M., *Comments on „Writing State Equations for an Improper Network without having to invert Matrices".* IEEE Trans. on Circuits and Systems, August 1975.
6. Kuo B. C., *Linear Networks and Systems.* Chap. 12, Mc. Graw Hill, New York, 1967.
7. Preda M., Cristea P., Dorobanțu I., *Analiza topologică a circuitelor electrice.* Ed. Tehn., Buc., 1979.
8. Lin P. M., Alderson G. E., *SNAP—A Computer Program for Generating Symbolic Network Functions.* Lafayette, Inc., Purdue University, School of Electrical Engineering, Tech. Report TR-EE-70-16, August 1970.

## SCRIEREA SIMBOLICĂ A ECUAȚIILOR DE STARE ALE CIRCUITELOR *RLCM* LINIARE

(Rezumat)

Se propune un algoritm de generare a tuturor separațiilor unui graf Chan-Mai. Algoritmul se poate utiliza la implementarea unor programe de generare simbolică a ecuațiilor de stare pentru circuite *RLCM* liniare sau a funcțiilor de circuit pentru circuite care conțin și surse comandate.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

D.C. 621·3.616.35

# A SUFFICIENT ASYMPTOTIC STABILITY CONDITION FOR DISCRETE SYSTEMS

BY

M. VOICU

## 1. Introduction

Consider the linear constant and discrete-time dynamical system described by

$$x_{k+1}=Ax_k,\ k\in Z,\ x_k\in R^n, \tag{1}$$

where $A\overset{\Delta}{=}(a_{ij})$ is a real quadratic matrix.

It is known that the system (1) is asymptotically stable if and only if $A$ is *convergent*, i.e. all the eigenvalues of $A$ belong to the disc

$$D_0\overset{\Delta}{=}\{s\in C\ ;\ |s|<1\}\ . \tag{2}$$

The purpose of this paper is to develop a sufficient condition for the convergence of $A$ by using the Gershgorin's discs, [1], and the properties of the $M$-matrices, [2].

## 2. Main Result

The Gershgorin's discs associated to the matrix $A$ are

$$D_i\overset{\Delta}{=}\left\{s\in C\ ;\ |s-a_{ii}|\leqslant\sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}|a_{ij}|\right\},\ (i=1,2,\ldots,n), \tag{3}$$

and they have the remarkable property that each of the eigenvalues of $A$ belongs at least to one of $D_i$, $(i=1, 2, \ldots, n)$. Clearly, if $\sigma(A)$ is the spectrum of $A$, then

$$\sigma(A)\subseteq\bigcup_{i=1}^{n}D_i, \tag{4}$$

where the egality is met only if $A$ is diagonal.

Naturally, one may very simple formulate a convergence condition of $A$ by making $\bigcup_{i=1}^{n}D_i\subset D_0$. The corresponding result in this respect is the following

Theorem 1. *If*

$$\sum_{j=1}^{n} |a_{ij}| < 1, \quad (i=1, 2, \ldots, n), \tag{5}$$

*then $A$ is convergent.*

To sharpen the condition (5) one may consider for $A$ the similarity transformation

$$A_\alpha = \operatorname{diag}(\alpha_1^{-1}, \ldots, \alpha_n^{-1})\, A \operatorname{diag}(\alpha_1, \ldots, \alpha_n), \tag{6}$$

where $\alpha_i > 0$, $(i=1, 2, \ldots, n)$. Obviously, the elements of $A_\alpha$ are $\alpha_i^{-1} a_{ij} \alpha_j$, $(i, j=1, 2, \ldots, n)$.

Since $A$ and $A_\alpha$ have the same spectrum $\sigma(A)$ one may apply Theorem 1 to the second matrix. By this way we can assert the following

Theorem 2. *If there exist $\alpha_i > 0$, $(i=1, 2, \ldots, n)$, such that*

$$\sum_{j=1}^{n} |a_{ij}|\, \alpha_j < \alpha_i, \quad (i=1, 2, \ldots, n), \tag{7}$$

*then $A$ is convergent.*

The conditions (7) are not very practical for the applications, because they demand the determination of the numbers $\alpha_i > 0$, $(i=1, 2, \ldots, n)$. Naturally, the existence of these numbers must depend in a specific manner on the properties of the following matrix:

$$\tilde{A} \overset{\Delta}{=} \begin{bmatrix} -|a_{11}| & |a_{12}| & \ldots & |a_{1n}| \\ |a_{21}| & -|a_{22}| & \ldots & |a_{2n}| \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ |a_{n1}| & |a_{n2}| & \ldots & -|a_{nn}| \end{bmatrix}. \tag{8}$$

To justify this assertion let us observe that the inequations (7) may be restated as follows:

$$\tilde{A}\alpha < 0, \tag{9}$$

where $\alpha$ is the vector with the components $\alpha_i$, $(i=1, 2, \ldots, n)$, and „$<$" signifies componentwise inequalities.

As one has already proved, [3], [4], there exists a solution $\alpha > 0$ for the inequation (9) if and only if $A$ is an $M$-matrix, [2], respectively if and only if

$$(-1)^k \tilde{A}_k > 0, \tag{10}$$

where $\tilde{A}_k$, $(k=1, 2, \ldots, n)$, are the leading principal minors of $\tilde{A}$. Thus, we can assert the following

Theorem 3. *If conditions (10) are true, then $A$ is convergent.*

## 3. Concluding Remarks

The conditions (10) may be applied only if $|a_{ii}|<1$, $(i=1, 2, ..., n)$ (s. (7)). In spite of this restriction Theorem 3 may be useful in some applications, because it can be used directly for the matrix $A$. This means that the determination of the characteristic polynomial may be avoided. Besides this, we conjecture by analogy with the continuous-time case, [3], [4], that the inequalities (10) are more powerful than Theorem 3 asserts, i.e. conditions (10) are equivalent to the componentwise asymptotic stability of the system (1).

*Received, October 10, 1985*

*Polytechnic Institute, Jassy,*
*Department of Automatics and Electrical Utilisations*

REFERENCES

1. Гантмахер Р. А., *Теория матриц*. Изд. Наука, М., 1967.
2. Ostrowski A., *Determinanten mit überwiegender Hauptdiagonale und die absolute Konvergenz von linearen Interationsprozessen*. Comment. Math. Helvet., **30**, 175–196 (1955).
3. Voicu M., *Componentwise Asymptotic Stability of Linear Constant Dynamical Systems*. IEEE Trans. on Aut. Contr., **AC-29**, 10, 937–939 (1984).
4. Voicu M., *Free Response Characterization via Flow Invariance*. 9th World Congress of IFAC, Budapest, July 2–6, 1984, Preprints vol. **V**, 12–17.

## O CONDIȚIE SUFICIENTĂ DE STABILITATE ASIMPTOTICĂ PENTRU SISTEME DISCRETE

(Rezumat)

Folosind un procedeu expus în două lucrări anterioare se prezintă o condiție suficientă de stabilitate asimptotică a sistemelor dinamice liniare constante și discrete în timp, aplicabilă direct matricei de evoluție a sistemului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

D.C. 658.562

# A LINEAR OPTIMIZATION PROBLEM WITH QUADRATIC CRITERIA FOR A TIME-VARIANT SYSTEM

BY

CORNELIU BOŢAN

1. The paper inquires into a linear quadratic optimization problem for a particular form of criterion. This problem was studied in [1] and [2] for time-invariant systems ; since we cannot use the proofs of these papers for the variable coefficients case, we take up again this problem, giving adequate proofs for the time-variant case.

2. We shall consider the system

$$\dot{x}(t)=A(t)\,x(t)+B(t)u(t),\quad x(t_0)=x_0,\quad t\in[t_0,t_f]\,, \tag{1}$$

and the criterion

$$J=\frac{1}{2}x'(t_f)\,Sx(t_f)+\frac{1}{2}\int_{t_0}^{t_f}u'(t)\,P(t)\,u(t)\,\mathrm{d}t, \tag{2}$$

where $x\in R^n$, $u\in R^m$, $A(t)$, $B(t)$, $S$, $P(t)$ are matrices of the appropriate dimensions, and $S$ and $P(t)$ are symmetrical positive defined matrices ($S>0$, $P(t)>0$ (prime denotes the transpose)).

The criterion (2) is a particular case for the quadratic criterion which contains a supplementary quadratic form in state variable $x(t)$. It is known [3], [4] that it is necessary to solve a R i c c a t i matrix differential equation in order to find the solution for such a problem. There are no analytical expressions for this equation, but the numerical methods necessary to find its solution are known. In this paper an analytical solution is given for this particular problem and the mathematical model is found for the optimal compensator.

3. From H a m i l t o n's canonic equations and from the transversality condition for such problems, we obtain for this case the relations :

$$u(t)=-P^{-1}(t)\,B'(t)\,\lambda(t), \tag{3}$$

$$\dot{x}(t)=A(t)\,x(t)-N(t)\,\lambda(t), \tag{4}$$

$$\dot{\lambda}(t)=-A'(t)\,\lambda(t), \tag{5}$$

where $N(t)=B(t)\,P^{-1}(t)\,B'(t)$ is a symmetrical matrix. In order to obtain the optimal control under closed-loop conditions, we have to find the adjoint vector

$$\lambda(t)=R(t)\,x(t). \tag{6}$$

From (3)...(6) results

$$\dot{R}(t)=R(t)\,N(t)\,R(t)-R(t)\,A(t)-A'(t)\,R(t),\quad R(t_f)=S. \tag{7}$$

Let us introduce the $(2n\times 2n)$-matrix

$$H(t)=\begin{bmatrix} A(t) & -N(t) \\ 0 & -A'(t) \end{bmatrix}. \tag{8}$$

The Eqs. (4) and (5) can be written

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\lambda}(t) \end{bmatrix}=H(t)\begin{bmatrix} x(t) \\ \lambda(t) \end{bmatrix}, \tag{9}$$

whose solution is

$$\begin{bmatrix} x(t) \\ \lambda(t) \end{bmatrix}=\Omega(t,t_f)\begin{bmatrix} x(t_f) \\ \lambda(t_f) \end{bmatrix}, \tag{10}$$

where $\Omega$ is the $(2n\times 2n)$ fundamental matrix corresponding to $H(t)$. The matrix $\Omega$ can be partitioned in $n\times n$-matrix blocks and can be written

$$\Omega=\begin{bmatrix} \Omega_{11} & \Omega_{12} \\ \Omega_{21} & \Omega_{22} \end{bmatrix}. \tag{11}$$

Let us denote $\Psi(t)$ and $\Phi(t)$ the fundamental matrices corresponding to $A(t)$ and $-A'(t)$ respectively.

L e m m a 1. *The fundamental matrix* $\Omega$ *of matrix* $H$ *in (8) can be partitioned in* $n\times n$ *matrix blocks of the form* :

$$\Omega(t,t_f)=\begin{bmatrix} \Psi(t,t_f) & \Omega_{12}(t,t_f) \\ 0 & \Phi(t,t_f) \end{bmatrix}, \tag{12}$$

*where*

$$\Omega_{12}(t,t_f)=-\int_{t_f}^{t}\Psi(t,\tau)\,N(\tau)\,\Phi(\tau,t_f)\,d\tau. \tag{13}$$

P r o o f. From (8) and (11) we can explicit the equation $\dot{\Omega}(t,t_f)=H(t)\,\Omega(t,t_f)$ as

$$\dot{\Omega}_{11}(t,t_f)=A(t)\,\Omega_{11}(t,t_f)-N(t)\,\Omega_{21}(t,t_f), \tag{14 a}$$

$$\dot{\Omega}_{21}(t,t_f)=-A'(t)\,\Omega_{21}(t,t_f), \tag{14 b}$$

$$\dot{\Omega}_{12}(t,t_f)=A(t)\,\Omega_{12}(t,t_f)-N(t)\,\Omega_{22}(t,t_f), \tag{14 c}$$

$$\dot{\Omega}_{22}(t,t_f)=-A'(t)\,\Omega_{22}(t,t_f). \tag{14 d}$$

From (14 *d*) we can see that $\Omega_{22}$ is the fundamental matrix associated with matrix $-A'(t)$, so that $\Omega_{22}=\Phi$. For $t=t_f$ we get $\Omega_{22}(t_f,t_f)=I-$ the unit matrix, so that (10) and (11) yield

$$\lambda(t_f)=\Omega_{21}(t_f,t_f)\,x(t_f)+\lambda(t_f).$$

This relation is satisfied by any $x(t_f)$ only if $\Omega_{21}(t_f, t_f)=0$. Thus, from (14 *b*) we have $\Omega_{21}(t, t_f)=0$. In this case, from (14 *a*) it results that $\Omega_{11}$ is the fundamental matrix for $A(t)$, i.e. $\Omega_{11}(t, t_f)=\Psi(t, t_f)$ and $\Omega_{11}(t_f, t_f)=I$. From (10) and (11) we get $x(t_f)=x(t_f)+\Omega_{12}(t_f, t_f)\,\lambda(t_f)$, whence $\Omega_{12}(t_f, t_f)=0$. Also, from (14 *c*) we get (13), which proves the lemma.

We also mention that $H(t)$ is a Hamilton matrix and $\Omega(t, t_f)$ is a simplectic matrix [4], which means it has the following properties:

$$\Omega'_{11}(t, t_f)\;\Omega_{22}(t, t_f)=\Omega'_{22}(t, t_f)\,\Omega_{11}(t, t_f)=I, \tag{16}$$

$$\Omega'_{11}(t, t_f)\,\Omega_{12}(t, t_f)=[\Omega'_{11}(t, t_f)\,\Omega_{12}(t, t_f)]'. \tag{17}$$

We can also obtain the relation (16) from the well-known property for adjoint systems $\Psi'(t, t_f)\,\Phi(t, t_f)=I$. Relation (17) can be also verified by direct calculus, based on Lemma 1.

Lemma 2. *The solution of equation* (7) *is*

$$R(t)=\left[\Psi(t, t_f)S^{-1}\Phi(t_f, t)+\int_t^{t_f}\Psi(t, \tau)\,N(\tau)\;\Phi(\tau, t)\,d\tau\right]^{-1}. \tag{18}$$

Proof. We remark that $R(t)$ is a positively defined and nonsingular matrix; we can prove this in a similar manner as with the general linear quadratic optimization problem [3].

Since $\lambda(t_f)=R(t_f)\,x(t_f)=Sx(t_f)$, from (10) and (12) we have

$$x(t)=\Psi(t, t_f)\;x(t_f)+\Omega_{12}(t, t_f)\;\lambda(t_f)=[\Psi(t, t_f)\,S^{-1}+\Omega_{12}(t, t_f)]\;\lambda(t_f)=$$
$$=[\Psi(t, t_f)\,S^{-1}+\Omega_{12}(t, t_f)]\;\Phi(t_f, t)\;\lambda(t),$$

and from (6) and (13) we have (18).

We can now formulate the following

Theorem. *Let there be a system* (1), *with criterion* (2), *and* $S>0$, $P(t)>0$ *and* $\Psi$ *and* $\Phi$ *the fundamental matrices for* $A(t)$ *and* $-A'(t)$ *respectively.*

(i) *There is a unique optimal control*

$$u(t)=-P^{-1}(t)\;B'(t)\;R(t)\;x(t) \tag{19}$$

*which minimizes criterion* (2); *matrix* $R(t)$ *is a solution of the equation* (7).

(ii) *The solution of equation* (7) *is given by* (8), *with*

$$N(t)=B(t)\;P^{-1}(t)B'(t).$$

(iii) *The matrix* $R(t)$ *satisfies the relation*

$$R(t)=\Phi(t, t_f)\;S[\Psi(t, t_f)+\Omega_{12}(t, t_f)\;S]^{-1}, \tag{20}$$

where $\Omega_{12}(t, t_f)$ is given by (13).

Proof. Since (i) is a particular case of the linear quadratic optimization problem already solved in [3], no further proof needs to be given here. Property (ii) results from Lemma 2. Property (iii) derives from Lemmas 1 and 2 (the expression (13) and (18)) from which we can obtain

$$R(t)=\{[\Psi(t, t_f)\,S^{-1}+\Omega_{12}(t, t_f)]\,\Phi^{-1}(t, t_f)\}^{-1}=\Phi(t, t_f)\;\{[\Psi(t, t_f)+$$
$$+\Omega_{12}(t, t_f)\;S]\;S^{-1}\}^{-1}$$

and from this relation derives (20).

R e m a r k 1. The theorem offers an analytical expression for calculating an optimal compensator (relation (19), with $R(t)$ given by (18) or (20)).

R e m a r k 2. We can apply relation (20) more easily than the simmilar relation given for the general problem [3]...[5], since here we have to calculate two fundamental adjoint matrices of the $n \times n$ order only, and must not calculate a $(2n \times 2n)$-fundamental matrix, which is a more difficult operation.

## Conclusion

The demonstrations given in this paper indicate that it is possible to simplify the calculus in the particular time-variant linear quadratic problem in comparison with the direct use of the relation obtained by particularizing the general relations.

*Received, April 18, 1985*

*Polytechnic Institute, Jassy,*
*Department of Automatics*
*and Electrical Utilisations*

REFERENCES

1. B o ţ a n C., *Asupra unei probleme de optimizare cu criteriu pătratic.* Scient. Session „Optimization and Automatization of Industrial Processes", Galaţi, 1984.
2. B o ţ a n C., *Asupra unei probleme de optimizare liniar-pătratice.* Scient. Session CNETAC, Buc., 1984.
3. A t h a n s M., F a l b P. L., *Optimal Control.* McGraw Hill, New York, 1966.
4. I o n e s c u V., P o p e e a C., *Optimizarea sistemelor.* EDP, Buc., 1981.
5. C ă l i n S., B e l e a C., *Sisteme automate adaptive şi optimale.* Ed. Tehn., Buc., 1971.

## O PROBLEMĂ LINIARĂ CU CRITERIU PĂTRATIC PENTRU UN SISTEM VARIABIL ÎN TIMP

(Rezumat)

Se studiază o problemă de optimizare pentru un sistem liniar variabil, considerîndu-se o formă particulară pentru un indice de calitate pătratic. Se determină soluţia analitică a ecuaţiei matriceale diferenţiale R i c c a t i care apare în această problemă. Se indică o cale mai simplă de stabilire a modelului matematic al regulatorului optimal, comparativ cu relaţiile ce decurg din metodele cunoscute pentru această clasă de probleme.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secția III
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.317.39

# THERMAL ENERGY METER WITH ELECTROMAGNETIC DISCHARGE FLOW TRANSDUCER

## I. THE OPERATION PRINCIPLE

BY

M. CREȚU, C. HARJA and C. SĂRMĂȘANU

## 1. Introduction

Measuring of thermal energy conveyed through warm water implies the time integration of the product between the fluid mass discharge flow and the enthalpy difference between the turn and return of the thermal installation [1].

The electromagnetic discharge flow transducer, despite its advantages (increased measuring accuracy, large volume range, easy maintainance, increased reliability, the absence of mechanical pieces in movement) [2], is little engaged in the design of thermal energy meters due to the difficulties in the processing of the electric signal proportional to the fluid discharge flow.

The electromagnetic discharge flow transducer, like most discharge flow transducer, (with turbine, vortex, rotameter, strangling devices) being sensitive to liquid flow velocitys enters the category of volumetric discharge flow transducers.

Taking into account that water density and enthalpy are non-linear functions of temperature, in order to reduce thermal energy measuring errors, it is necessary to take into consideration the temperature dependence of water density and enthalpy.

The thermal energy meter introduced by the present paper, produced at the request of a Romanian enterprise of the kind, enters the general programme of endeavours undertook on a national level, to initiate a production of thermal energy meters based on Romanian made discharge flow and temperature transducers.

## 2. Technical Data

a) Temperature on the turn line : 50°...150°C.

b) Temperature on the return line : 40°...100°C.

c) Maximum turn—return temperature difference : 100°C.

d) Basic error: $\pm 0{,}25\,\% \frac{Q_n}{Q} \cdot \frac{\Delta t_n}{\Delta t} + (\pm 1{,}5\,\%$ | $\Delta t < 30°C$ or $\pm 1\,\%$ | $\Delta t > 30°C$),

when using Cu 100 thermoresistances, or $+ (\pm 2\,\%$ | $\Delta t < 30°C$ or $\pm 1{,}5\,\%$ | $\Delta t > 30°C$) when using Pt 100 thermoresistances, where $Q_n$, $\Delta t_n$ and $Q$, $\Delta t$ are rated values, respectively, work values of the fluid volumetric discharge flow and of temperature difference.

e) Discharge flow transducer : electromagnetic discharge flow transducer.

f) Temperature transducers : Cu 100 or Pt 100 thermoresistances.

g) Mounting of discharge flow transducer : the turn line.

h) Mounting of temperature transducers : a double thermoresistance on the turn line ; a single thermoresistance on the return line.

i) Maximum frequency of output pulses : 1 Hz.

j) Constant of the instrument :

$$K_w\ [K_{\text{cal/pulse}}] = 22.074\ Q_n\ [\text{l/s}],$$

where $Q_n$ is volumetric discharge flow rated value.

k) Supply : 100 V ; 120 V ; 220 V ; 240 V a.c. with the frequency 50 Hz or 60 Hz.

l) Power consumption : 10 VA (without the electromagnetic discharge flow transducer).

m) Input signal proportional to fluid discharge flow : 1 ... 10 mV ; 3...30 mV.

n) Volume range for the fluid discharge flow : 1 : 10.

o) Volume range for the temperature difference : 1 : 10.

p) Volume range for the heat amount : 1 : 100.

## 3. The Operation Principle

The skeleton diagram is shown in Fig. 1 [3].

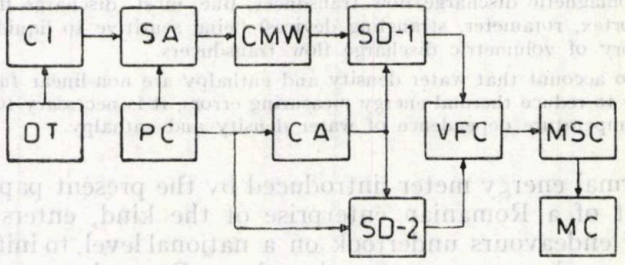



Fig. 1

The electric signal, proportional to the fluid volumetric discharge flow, is given by an electromagnetic discharge flow transducer DT, supplied in alternating current.

Starting from the developed integral form of the electromagnetic induction law [4] :

$$u_\Gamma = \int_\Gamma \mathbf{E}\,\mathrm{d}\mathbf{s} = -\int_{S_\Gamma} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}\,\mathrm{d}\mathbf{A} + \int_\Gamma (\mathbf{v} \times \mathbf{B})\,\mathrm{d}\mathbf{s}, \tag{1}$$

taking into account that induction **B** does not depend on the integration surface $S_\Gamma$ and that velocity **v**, induction **B** and curve $\Gamma$ are triorthogonal, the voltage expression at the DT is

$$u=-\frac{d\Phi}{dt}+vBD, \tag{2}$$

where $\Phi$ and $B$ represent the magnetic flux, respectively, the magnetic induction, $v$ — the fluid velocity, $D$ — the line diameter.

The magnetic flux $\Phi$ (thus the induction $B$, too) being proportional to the current running through the DT coils, the relation (2) becomes:

$$u=k_1U\cos(\omega t-\varphi)+k_2UQ\sin(\omega t-\varphi), \tag{3}$$

where $Q$ is the fluid volumetric discharge flow, proportional to velocity $V$, $\varphi$ — the phase difference introduced by DT coils, $U$ — the effective value of the supply voltage, $k_1$, $k_2$ — constants.

It can be seen that the voltage at the DT terminals includes a useful component, induced by displacement, proportional to the fluid volumetric discharge flow and to the supply voltage and a parasite component induced by conversion, proportional to the supply voltage. It comes out that DT can be applied only with liquids electrical conductivity of minimum 200 $\mu$S/m [2].

The voltage produced by DT is amplified with the amplification coefficient $A_1$ and it is phase lagged with the angle $\varphi_1$ by an input circuit IC, having with adequate input impedance:

$$u_1=k_3U\cos(\omega t-\varphi_2)+k_4UQ\sin(\omega t-\varphi_2),\ k_3=A_1k_1,\ k_4=A_1k_2,\ \varphi_2=\varphi+\varphi_1 \tag{4}$$

and supplied to an input of a summation amplifier SA.

To another input of SA an adjustable voltage $u_2$ is supplied, given by a phase shifting circuit PC:

$$u_2=\pm k_5U\sin(\omega t-\varphi_3), \tag{5}$$

where $\varphi_3$ is the phase difference of PC, $k_5$ — an adjustable constant.

At the SA output, by means of the amplification coefficient $A_2$, the following voltage is obtained:

$$u_3=k_7U\cos(\omega t-\varphi_2)\pm k_6U\sin(\omega t-\varphi_3)+k_8UQ\sin(\omega t-\varphi_2),\quad k_6=A_2k_5,\ k_7=A_2k_3,\ k_8=A_2k_4. \tag{6}$$

Assuming that:

$$\varphi_2\approx\varphi_3 \tag{7}$$

and using the trigonometric transformation:

$$A\cos\alpha+B\sin\alpha=A\frac{\cos(\alpha+\beta)}{\cos\beta},\ \operatorname{tg}\beta=\frac{B}{A}, \tag{8}$$

the relation (6) becomes:

$$u_3=k_7U\frac{\cos(\omega t-\varphi_2\pm\beta)}{\cos\beta}+k_8UQ\sin(\omega t-\varphi_2), \tag{9}$$

with

$$\operatorname{tg}\beta=\frac{k_6}{k_7}=\frac{k_5}{k_3}.$$

By adjusting the coefficient $k_5$ the angle $\beta$ is modified so that :

$$\varphi_2 \pm \beta = \varphi_3 \tag{10}$$

the relation (9) becoming :

$$u_3 = k_9 U \cos(\omega t - \varphi_3) + k_8 UQ \sin(\omega t - \varphi_2), \quad k_9 = \frac{k_7}{\cos\beta}. \tag{11}$$

The parasite component induced by transformation was brought into quadrature with the voltage given by PC (s. relation (5)), so that it could be eliminated by a subsequent synchronous detection.

The SA output voltage is supplied to an electronic circuit for thermal energy measuring CMW, with the task of effectuating the product discharge flow × enthalpy difference simultaneously with the temperature variation of density and of water enthalpy with the following transfer function :

$$F_1(t) = A_3 \frac{\alpha_2 R_0 t_2 - \alpha_2 R_0 t_1}{a + \alpha_2 R_0 t_2}, \tag{12}$$

where $t_2$, $t_1$ are the temperature on the turn, respectively on the return of the thermal installation, $\alpha_2$, $\alpha_1$ — the value of variation coefficient with temperature of thermoresistances at temperature $t_2$, respectively $t_1$, $R_0$ — the value of thermoresistances at the temperature of 0°C, $a$ — constant, $A_3$ — the amplification coeficient.

The voltage at CMW output results :

$$u_4 = \frac{\alpha_2 R_0 t_2 - \alpha_1 R_0 t_1}{a + \alpha_2 R_0 t_2} [k_{10} U \cos(\omega t - \varphi_3) + k_{11} U Q \sin(\omega t - \varphi_2)], \tag{13}$$

$$k_{10} = A_3 k_9, \; k_{11} = A_3 k_8;$$

it is supplied to the input of a synchronous detector SD-1. At the input of another synchronous detector SD-2, the voltage

$$u_5 = k_{12} U \sin(\omega t - \varphi_3) \tag{14}$$

is supplied, given by PC. The synchronous detectors SD-1 and SD-2 are controlled with the voltage $u_5$ by means of a control amplifier CA.

The transfer characteristic, bialternant [5], of the synchronous detector, being :

$$U_{2\text{med}} = \frac{1}{\pi} U_{1m} \cos\gamma, \tag{15}$$

where $U_{2\text{med}}$ is the medium value of the voltage at the synchronous detector, $U_{1m}$ — the maximum value of detected voltage, $\gamma$ — the angle of phase difference between the detected and the control voltage, the voltage expression at the SD-1 output comes out :

$$u_1 = k_{12} UQ \frac{\alpha_2 R_0 t_2 - \alpha_1 R_0 t_1}{a + \alpha_2 R_0 t_2}, \; k_{12} = \frac{k_{11}}{\pi} \cos(\varphi_3 - \varphi_2) \tag{16}$$

and respectively at the SD-2 output

$$u_2 = k_{13} U, \quad k_{13} = \frac{k_{12}}{\pi}. \tag{17}$$

The parasite component induced by transformation being in quadrature with the control voltage, was eliminated by synchronous detection.

The voltages $U_1$ and $U_2$ at SD-1, respectively SD-2 outputs are supplied to a voltage—frequency converter VFC with the following transfer function :

$$f = k_{14} \frac{U_1}{U_2}, \tag{18}$$

resulting :

$$f = k_{15} Q \frac{\alpha_2 R_0 t_2 - \alpha_1 R_0 t_1}{a + \alpha_2 R_0 t_2}, \quad k_{15} = k_{14} \frac{k_{12}}{k_{13}}, \tag{19}$$

where $f$ is the frequency of VFC output pulses, $k_{14}$ — a constant.

The operation of division performed by VFC eliminates the influence of supply voltage upon the useful component induced by displacement, proportional to the fluid volumetric discharge flow.

The VFC output pulses, limited in duration by means of a monostable sweep circuit MSC, are counted by the electromechanical counter MC.

If the measuring time $\tau$ is enough long in comparison with the maximum period of pulses produced by VFC, the number $N$ of pulses recorded by MC is :

$$N = \int_0^\tau f \, d\tau, \tag{20}$$

or, taking into account the relation (19),

$$N = k_{15} \int_0^\tau Q \frac{\alpha_2 R_0 t_2 - \alpha_1 R_0 t_1}{a + \alpha_2 R_0 t_2} \, d\tau. \tag{21}$$

If :

$$k_{15} = \frac{k_s}{k_w}, \tag{22}$$

where $k_s$ is the scale factor, $k_w$ — the meter constant, the relation :

$$q = k_w N \tag{23}$$

represents the amount of heat measured by the meter and the relation

$$q_c = k_s \int_0^\tau Q \frac{\alpha_2 R_0 t_2 - \alpha_1 R_0 t_1}{a + \alpha_2 R_0 t_2} \, d\tau \tag{24}$$

represents the operation equation of the heat meter.

While using Cu 100 thermoresistances :

$$k_s = 1\,356\,700, \quad a = 559, \tag{25}$$

and using Pt 100 thermoresistances :

$$k_s = 1\,691\,500,\ a=642. \tag{26}$$

## 4. Conclusions

a) The high accuracy and the large volume range of the electromagnetic discharge flow transducer recommends it to be used in the design of thermal energy meters.

b) The solving of problems related to signal processing from the electromagnetic discharge flow transducer, within the context of the other problems raised by thermal energy measuring make it possible for the electromagnetic discharge flow transducer to be used in the design of thermal energy meters.

*Received, January 26, 1985*

*Polytechnic Institute, Jassy, Department of Electrotechnics and Electrical Machines and Measurements*

## REFERENCES

1. * * * *Compteurs d'energie thermique*. Journal Officiel, N.C., *6969*, 22 octobre 1977.
2. * * * *Fişă de informare DEM-90*, ITRD Paşcani.
3. Creţu M., Agavriloaie N., Harja C., *Contor electronic de căldură cu traductor electromagnetic de debit*. Patent R.S.R. *85 764* (1984).
4. Preda M., Cristea P., Spinei F., *Bazele electrotehnicii*. Vol. I, EDP, Buc., 1980, 62–65.
5. Millea A., *Măsurări electrice. Principii şi metode*. Ed. Tehn., Buc., 1980, 230–232.

## CONTOR DE ENERGIE TERMICĂ CU TRADUCTOR ELECTROMAGNETIC DE DEBIT

### I. Principiul de funcţionare

(Rezumat)

Se prezintă un mod de rezolvare a problemelor legate de prelucrarea semnalului electric provenit de la traductorul electromagnetic de debit, în context cu celelalte probleme ridicate de măsurarea energiei termice, care simplifică realizarea unui contor de energie termică cu traductor electromagnetic de debit.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.317.083.2

# ABOUT THE MEASUREMENT OF THE PARAMETERS OF LOW QUALITY FACTOR COILS AND CONDENSERS

BY

ADRIAN CREŢU, ELENA CREŢU and CARMEN FILIPIUC

## 1. Introduction

In the present paper, continuing previous researches regarding the measurement of the parameters $R$, $L$, $C$ of a. c. circuits by means of resonance methods [1]...[3], a zero procedure of great sensitivity is studied which allows measuring the parameters of linear coils and condensers with low quality factor ($Q<10$).

## 2. Structural Measuring Diagram

The basic diagram of the proposed measuring method is presented in Fig. 1. The main circuit of the diagram comprises the resonant circuit including the coil with parameters $L_x$, $r_x$ and the tuning condenser $C$, series connected to the current—voltage converter input $A_1$.

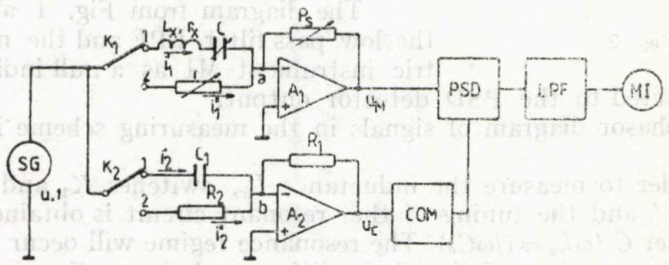



Fig. 1

The scheme is supplied from a sinusoidal signal generator SG providing the voltage :

$$u = \sqrt{2}U\sin \omega t, \tag{1}$$

of a strictly constant frequency, $f$.

In accordance with the position of the switch $K_1$, the following signals are obtained at the output of the current—voltage converter $A_1$ :

$$u'_M = -P_s i'_1 = -\sqrt{2} P_s I'_1 \sin(\omega t + \varphi), \tag{2}$$

where $\varphi = (\widehat{\underline{U}\ ;\ \underline{I}'_1})$ represents the phase-difference between current and voltage in the resonant circuit (point $A$ is a virtual ground point [5]), corresponding to the possition *1* of the switch $K_1$, respectively:

$$u''_M = -P_s i''_1 = -\sqrt{2} P_s I''_1 \sin \omega t = -\sqrt{2} P_s \frac{U}{r} \sin \omega t, \tag{3}$$

in phase-opposition to the voltage $u$, corresponding to the position *2* of the switch $K_1$.

Similarly, in accordance to the position of the switch $K_2$, the following signals are obtained at the output of the second current—voltage converter $A_2$, fed by the same signal generator, SG:

$$u'_C = -R_1 i'_2 = -R_1 C_1 \frac{du}{dt} = \sqrt{2} U R_1 C_1 \omega \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \tag{4}$$

for the position *1* of the switch $K_2$, respectively:

$$u''_C = -R_1 i''_2 = -\frac{R_1}{R_2} u = -\sqrt{2}\frac{R_1}{R_2} U \sin \omega t, \tag{5}$$

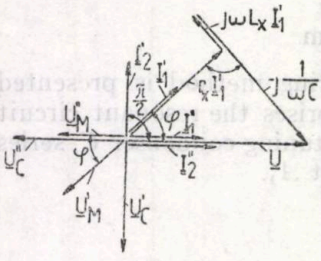



Fig. 2

for the position *2* of the switch $K_2$ (point *b* is also a ground point).

The signal $u_M$ is applied to the measuring input of a phase sensitive detector PSD, and the signal $u_c$, after being converted into a rectangular signal by means of comparator COM, is applied to the control input of the phase sensitive detector PSD.

The diagram from Fig. 1 also includes the low pass filter LPF and the magnetoelectric instrument MI as a null indicator, both series connected to the PSD detector output.

The phasor diagram of signals in the measuring scheme is presented in Fig. 2.

In order to measure the inductance $L_x$, switches $K_1$ and $K_2$ are set in position *1* and the tuning of the resonant circuit is obtained adjusting the condenser $C$ ($\omega L_x = 1/\omega C_0$). The resonance regime will occur at the same time with the annuling of the phase difference between the current $I'_1$ and the voltage $U$ applied to this circuit, respectively, with the vanishing of the needle deflection $\alpha$ on the magnetoelectric instrument MI. So, in this case, this deflection is equal to [4]:

$$\alpha = S_p U'_M \cos(\widehat{\underline{U}'_M, U'_C}) = S_p U'_M \sin\varphi = -S_p P_s I'_1 \sin\varphi = 0, \tag{6}$$

as when resonance is obtained, the phase difference $\varphi = 0$. In Eq. (6) $S_p$ represents the sensitivity of the phase sensitive detector PSD and signals $u'_M$ and $u'_C$ have the expresions (2), respectively (4).

The measured value of inductance $L_x$ results from :

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_0} = \frac{\text{const.}}{C_0}, \tag{7}$$

where $C_0$ is the capacitance of the tuning condenser $C$ at the moment when resonance is produced.

The measured value of resistance $r_x$ of the coil is determined by means of a substitution method, as it follows.

After tuning the resonant circuit ($\omega L_x = 1/\omega C_0$ ; $\varphi = 0$), with switch $K_1$ set in position *1* and switch $K_2$ set in position *2*, potentiometer $P_s$ is adjusted until the maximum deflection $\alpha_n$ is obtained on the scale of the magnetoelectric instrument MI, respectively :

$$\alpha = S_p U'_M \cos(\widehat{\underline{U}'_M, \underline{U}'_C}) = -S_p P_s I'_1 \cos\varphi = -S_p P_s \frac{U}{r_x} = -\alpha_n, \tag{8}$$

where signals $u'_M$ and $u'_C$ are given by (2), respectively (5), $\varphi = 0$ and :

$$I'_1 = \frac{U}{\sqrt{r_x^2 + \left(\omega L_x - \dfrac{1}{\omega C_0}\right)^2}} = \frac{U}{r_x}.$$

Switch $K_1$ is changed to position *2* and the accuracy resistor $r$ is adjusted until $\alpha_n$ is obtained again on the scale of the instrument MI. The measured value of the resistance $r_x$ will be equal to the resistance $r$ corresponding to the deflection $\alpha_n$, that is :

$$r_x = r. \tag{9}$$

Really, in this new situation the deflection $\alpha$ results from the equation:

$$\alpha = S_p U''_M \cos(\widehat{\underline{U}''_M, \underline{U}''_C}) = -S_p P_s I''_1 = -S_p P_s \frac{U}{r} = -\alpha_n, \tag{10}$$

where signals $u''_M$ and $u''_C$ have the expressions (3), respectively (5).

The scheme from Fig. 1 also enables measuring the capacitances of linear condensers, by means of the known method of the double tuning [5].

### 3. Sensitivity Calculation. Measuring Errors

Relying on the basic diagram in Fig. 1, it is possible to achieve several versions of devices for the measurement of the parameters $R$, $L$, $C$, their metrological performances depending on the performances of the signal generator (the stability of the frequency $f$), on those of the standard circuit elements that have been used (the tuning capacitor $C$, the adjusting resistor $r$), and on the performances of the constituent functional blocks and specially on those of the phase sensitive detector PSD. In this case, using of the phase-sensitive amplifier detectors is recomended (PSAD) with a terminal common to their measuring and control circuits, built with operational amplifiers and field effect transistors [4], [6]. This allows to obtain a terminal common

to all the constitutive blocks of the measuring diagram and, consequently, the utilisation of a ground connected protecting screen.

In order to calculate the sensitivity of the proposed measuring scheme, the deflection $\alpha$ of the magnetoelectric instrument MI, given by Eq. (6), is required to be expressed as a function of the capacitance of the tuning condenser $C$, in the resonant circuit. Taking into account (2) and :

$$\sin\varphi=\frac{\omega L_x-1/\omega C}{\sqrt{r_x^2+(\omega L_x-1/\omega C)^2}},\quad I_1=\frac{U}{\sqrt{r_x^2+(\omega L_x-1/\omega C)^2}}, \tag{11}$$

the operating equation (6) becomes :

$$\alpha=S_p\,P_s\,U\,\frac{\omega L_x-1/\omega C}{r_x^2+(\omega L_x-1/\omega C)^2}. \tag{12}$$

The measuring diagram sensitivity at the variation of the capacitance of the tuning condenser $C$ is given by (13), assuming that the supply voltage is maintained to an approximately constant value $U$, respectively :

$$S_\alpha=\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}C}=-S_pP_sU\,\frac{1}{\omega C^2}\cdot\frac{r_x^2-(\omega L_x-1/\omega C)^2}{[r_x^2+(\omega L_x-1/\omega C)^2]^2}. \tag{13}$$

In practice, it is of interest to know the value of the sensitivity $S_\alpha$ at the moment when the resonance is produced ($\omega L_x=1/\omega C_0$), that is :

$$S_{\alpha_0}=-S_pP_s\frac{U}{\omega C_0^2r_x^2}=-S_pP_s\frac{Q}{C_0}\cdot\frac{U}{r_x}, \tag{14}$$

where $Q=1/\omega C_0r_x$ is the quality factor of the resonant circuit. The same expression is obtained when the sensitivity $S_{\alpha_0}$ is calculated, assuming that a constant current $I_1$ is maintained in the resonant circuit.

When using a PSAD [4] :

$$S_p=S_I\frac{K_A}{K_f}\cdot\frac{1}{R_a}, \tag{15}$$

where : $S_I$ represents the sensitivity m.r.t. current of the magnetoelectric instrument MI (microammeter or galvanometer), $K_f=1{,}11$—the form factor of the sinusoidal signal, $R_a$—the additional resistance of the instrument MI, $K_A$—the gain coefficient of the PSAD.

Analyzing expressions (14) and (15) we may conclude that the method of indicating the resonance by means of the zero procedure proposed in this paper offers many possibilities of increasing the sensitivity $S_{\alpha_0}$, even for very low values of the quality factor $Q$, that is for low and audio frequencies.

Consequently, the errors of measuring the inductance $L_x$ are determined practically only by constructive errors of the tuning condenser $C$ and by errors in knowing the frequency of the sinusoidal signal supplied by the generator $SG$ (s. rel. (7)).

In case of measuring the resistance $r_x$, the constructive errors of the variable resistor, $r$, become determinant (s. rel. (9)).

## 4. Conclusions

We propose and study a procedure of measuring the parameters of linear coils and condensers with low quality factor ($Q<10$), in the range of low and audio frequencies. Obviously, the method can be applied within the limits admitted by the electronic components, with better results when applied to circuit elements with high quality factor (the high frequencies range).

The proposed method, based on the determination of the electrical resonance by a zero procedure of high sensitivity, by means of two current—voltage converters and of a phase sensitive detector with a terminal common to its input circuits, provides performances comparable to balanced a.c. bridges. The studied procedure is superior to the classical $Q$-meters owing to the much higher sensitivity achieved even to low and audio frequencies, and it is superior to bridges owing to elimination of convergency.

*Received, November 28, 1985*

*Polytechnic Institute, Jassy,*
*Department of Electrotechnics and*
*Electrical Measurements and Machines*

REFERENCES

1. Creţu Adr., *Aparat pentru măsurarea parametrilor bobinelor şi condensatoarelor liniare (RLC-metru).* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXV(XXXII)**, *1—2*, s. III, 43—52 (1981).
2. Creţu Adr., *Metodă şi aparat pentru detectarea rezonanţei în circuitele electrice.* Patent R.S.R., *87119* (1985).
3. Creţu Adr., Harja C., *Q-metru.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXI (XXXV)**, *1—4*, s. III, 39—44 (1985).
4. Creţu Adr., *Detector—amplificator sensibil la fază.* Patent R.S.R., *83632* (1983).
5. Millea A., *Măsurări electrice. Principii şi metode.* Ed. Tehn., Buc., 1980.
6. Creţu Adr., *Noi scheme de detectoare sincrone cu aplicaţii în tehnica măsurărilor electrice.* Symp. „Electronic Technology and Fiability", Jassy, Dec. 1—3, 1983, **I**, 401—408

## ASUPRA MĂSURĂRII PARAMETRILOR BOBINELOR ŞI CONDENSATOARELOR CU FACTOR DE CALITATE REDUS

(Rezumat)

Se propune şi se studiază o metodă destinată măsurării parametrilor bobinelor şi condensatoarelor liniare, cu factor de calitate redus ($Q<10$), bazată pe indicarea rezonanţei electrice printr-un procedeu de zero, de mare sensibilitate. Schema de măsurare, relativ simplă, cuprinde, în esenţă, două convertoare curent—tensiune, un detector sincron cu bornă comună între circuitele sale de intrare, un generator de semnal sinusoidal şi un indicator de nul magnetoelectric.

Procedeul propus este superior celor utilizate în cazul $Q$-metrelor clasice, prin sensibilitatea de măsurare mult mai mare, realizată chiar la frecvenţe joase şi audio.

## 4. Conclusions

We propose and study a procedure of measuring the parameters of linear coils and condensers with low quality factor ($Q < 10$), in the range of low and audio frequencies. Obviously, the method can be applied within the limits admitted by the electronic components, with better results when applied to circuit elements with high quality factor (the high frequencies range).

The proposed method, based on the determination of the electrical resonance by a zero procedure of high sensitivity, by means of two current–voltage converters and of a phase sensitive detector with a terminal common to its input circuits, provides performances comparable to balanced a.c. bridges. The studied procedure is superior to the classical Q-meters, owing to the much higher sensitivity achieved even to low and audio frequencies, and it is superior to bridges owing to elimination of convergences.

Received: November 25, 1985
Polytechnic Institute, Iași
Department of Electrotechnics and
Electrical Measurements and Machines

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.317.39

# THERMAL ENERGY METER WITH ELECTROMAGNETIC DISCHARGE FLOW TRANSDUCER

## II. THE CIRCUIT DIAGRAM

BY

C. HARJA, M. CREŢU and C. SĂRMĂŞANU

## 1. Introduction

The electromagnetic discharge flow transducer produces besides the useful component proportional to the fluid volumetric discharge flow, a parasite component too, both depending on the supply voltage (alternating current network). As a result an instrument based on discharge flow measurement with electromagnetic transducer, must eliminate the parasite component in the electric signal coming from the transducer, the best solution being synchronous detection and the influence of supply voltage for which the division operation is necessary [1].

While measuring thermal energy, the problem also appears of measuring the temperature and of balancing the temperature variation of water density and enthalpy, which can be solved by means of some adequate circuits [2].

Processing of the signal produced by the electromagnetic discharge flow transducer and the necessity to simplify the introduction into serial production of the thermal energy meter under discussion, made it necessary that its performance should include mechanical and electrical elements in the composition of the adapter for Romanian made electromagnetic discharge flow transducers [3].

## 2. The Circuit Diagram

The circuit diagram is shown in Figs. 1...4.

### 2.1. The Input Circuit

The electromagnetic discharge flow transducer equivalent to an alternating voltage source with high internal resistance is connected to the meter by means of a special coaxial cable made up of two signal conductors, individually screened and an additional screen, common to both signal conductors.

As a result the input circuit IC (s. [1], Fig. 1) must eliminate the influence of parasite capacity of the connection cable and own an input impedance of high value (minimum 500 MΩ) [3].

IC shown in Fig. 1 has a classic pattern [4], being made up of a differential amplifier realized with the operational amplifier $A_1$, resistances $R_1$,..., $R_4$, condensers $C_1$, $C_2$ and two repeaters $A_2$, $A_3$.

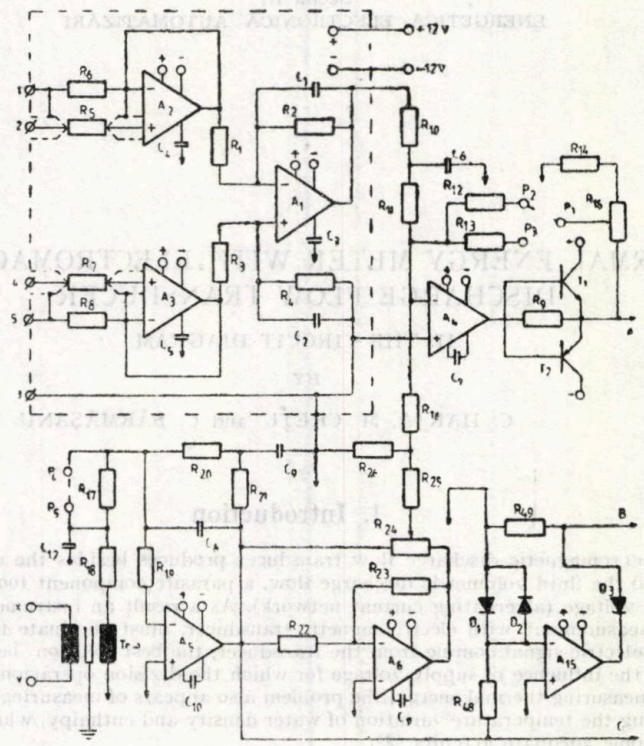



Fig. 1

Condensers $C_3$, $C_4$, $C_5$ balance in frequency the operational amplifiers and resistances $R_5$,..., $R_8$ protect the operational amplifiers $A_2$, $A_3$, by limiting the charging currents of the connection cable capacity.

The influence of the connection cable capacity is eliminated by using the technique of protective screen [4], [5].

The signal conductors linked to the electrodes of the electromagnetic discharge flow transducer are connected to the input of repeaters $A_2$, $A_3$ (terminals *1* and *5*) [5], so that between the signal conductor and screen no voltage variation appears, the presence of the cable parasite capacity proving ineffectual. The additional screen linked to the earth terminal of the electromagnetic discharge flow transducer is connected to the signal mass of the meter (terminal *3*). The connection cable is introduced into the steel pipe in order to obtain an efficient protection against magnetic fields. IC made up with operational amplifiers ($A_1$, $A_2$, $A_3$) with super-Beta transistors [6], [7] is mounted on a base plate separately screened.

The amplification coefficient $\underline{A}_1$ and the phase difference $\varphi_1$ proper to the input circuit (s. [1], rel. (4)), are :

$$\underline{A}_1 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_1 R_1}, \quad \varphi_1 = \operatorname{arctg} \omega C_1 R_2. \tag{1}$$

### 2.2. The Summation Amplifier

The summation amplifier SA (s. [1], Fig. 1), shown in Fig. 1, is realized with the operational amplifier $A_4$ equipped at the output with a stage of power made up of transistors $T_1$, $T_2$ and resistance $R_9$, resistances $R_{10}$, $R_{11}$ and condenser $C_6$ which represents a low-pass filter, resistances $R_{12}$ and $R_{13}$ necessary to slow adjusting of the discharge flow range, resistance $R_{14}$ and semi-regulating resistance $R_{15}$ used for the fine adjustement of the range end ; resistance $R_{16}$ represents the second input of the summation amplifier, to which the signal from the phase shifting circuit, PC (s. [1], Fig. 1). Condenser $C_7$ balances in frequency the operational amplifier $A_4$. The extreme values of the amplification coefficient $A_2$ (s. [1], rel. (6)), for the connecting bridge $P_1-P_2$ position, are :

$$A_{2\,min}=\frac{R_{12}}{R_{10}+R_{11}}, \quad A_{2\,max}=\frac{R_{12}}{R_{10}+R_{11}}\cdot\frac{R_{14}+R_{15}}{R_{14}}, \tag{2}$$

and for the $P_1-P_3$ position :

$$A_{2\,min}=\frac{R_{13}}{R_{10}+R_{11}}, \quad A_{2\,max}=\frac{R_{13}}{R_{10}+R_{11}}\cdot\frac{R_{14}+R_{15}}{R_{14}}. \tag{3}$$

### 2.3. The Phase Shifting Circuit

The phase shifting circuit PC (s. [1], Fig. 1), shown in Fig. 1, is made up of a reference transformer Tr-1, which supplies a voltage rigorously proportional to the supply voltage, an integrator, made up with the operational amplifier $A_5$, resistances $R_{17}...R_{21}$ and condensers $C_8$, $C_9$, which lags the voltage in the secondary of the transformer Tr-1 and a reversing amplifier made up of the operational amplifier $A_6$ and resistances $R_{22}$, $R_{23}$. Condensers $C_{10}$, $C_{11}$ balance in frequency the operational amplifiers $A_5$, $A_6$. Because of the semiregulating resistance $R_{24}$ peculiar way of mounting, on its cursor, according to the position, an adjustable voltage can be obtained, in phase or antiphase with the voltage from the operational amplifier $A_5$ output (s. [1], rel. (5)), which by means of divider $R_{25}$, $R_{26}$ is supplied to the input of SA (resistance $R_{16}$). Condenser $C_9$ representing a short circuit for the alternating signal, the phase difference of phase shifting circuit comes out to be :

$$\varphi_3=90°. \tag{4}$$

Resistance $R_{17}$ is mounted with the connecting bridge $P_4-P_5$ for the supply voltage 100 V ; 120 V.

Condenser $C_{12}$ is mounted in order to obtain an additional phase difference, when :

$$\varphi_2>90° \tag{5}$$

and the relation (10) [1] cannot be met.

### 2.4. The Electronic Circuit for Measuring the Thermal Energy

The electronic circuit for measuring the thermal energy CMW (s. [1], Fig. 1) [2], shown in Fig. 2, is made up of an operational amplifier $A_7$,

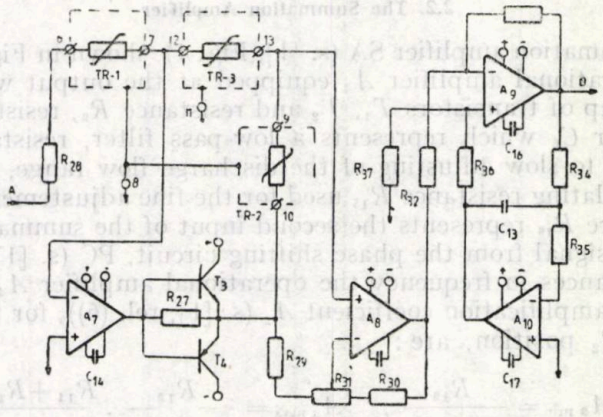



Fig. 2

followed by a stage of power made up of transistors $T_3$, $T_4$ and resistance $R_{27}$, having its feedback network made of resistance $R_{28}$, thermoresistances TR-11, TR-2 mounted on the turn and termoresistance TR-3 mounted on the return ; an operational amplifier $A_8$, together with resistances $R_{29}$, $R_{30}$ and semiregulating resistance $R_{31}$ make the difference of voltage drops on thermoresistances TR-2 and TR-3.

The output amplifier made up with the operational amplifier $A_9$ and resistances $R_{32}$, $R_{33}$, is foreseen with a negative feedback loop, including the integrator made up of the operational amplifier $A_{10}$, resistances $R_{34},\ldots,R_{37}$ and condenser $C_{13}$, with the task of eliminating the direct component in the output voltage.

Condensers $C_{14},\ldots, C_{17}$ balance in frequency the operational amplifiers $A_7,\ldots, A_{10}$.

The transfer function of CMW is :

$$F_1(t)=\frac{R_{33}}{R_{32}}\cdot\frac{R_2(t_2)-R_3(t_1)}{R_{28}+R_1(t_2)}, \tag{6}$$

where $R_1(t_2)$, $R_2(t_2)$ are the values of thermoresistances TR-1, TR-2 at the temperature $t_2$ on the turn, $R_3(t_1)$ — the value of thermoresistance TR-3 at the temperature $t_1$ on the return.

Taking into account that $R_1(t_2)=R_2(t_2)=R_0+\alpha_2 R_0 t_2$, $R_3(t_1)=R_0+$ $+\alpha R_0 t_1$ the relation (6) becomes the same form with (12) [1]. When thermoresistances TR-1,...,TR-3 are replaced by resistances, the instrument can measure the amount of fluid.

Provided that the meter must work at a difference of rated temperature smaller than 100°C resistance $R_{32}$ can be adjusted, in keeping with the relation :

$$R_{32}=0{,}1\Delta t_n\ ,\ [\mathrm{K\Omega/^\circ C}]. \tag{7}$$

The values of resistances $R_{28}$ and $R_{33}$ in terms of the type of thermoresistances used (Cu 100 : $R_{28}=459\,\Omega$, $R_{33}=169\,\mathrm{K\Omega}$ ; Pt 100 : $R_{28}=$ $=542\,\Omega$, $R_{33}=187\,\mathrm{K\Omega}$).

It can be seen that CMW works in alternating current. The work of thermoresistances in alternating current, although impies a couple of precautions (non-inductively coiled thermoresistances, connection by coaxial cable, magnetic screening is advantageous from the point of view of the temperature dependant signal amplification.

In the given case, provided that in the block diagram in Fig. 1 [1] the synchronous detector SD-1 is placed before CMW, this is going to work in direct current, resulting severe conditions for the realization of the amplifier which should take over the temperature dependant signal, made necessary by the small direct voltage picked up from the thermoresistances (of the order mV, tens of mV).

### 2.5. Synchronous Detectors

The synchronous detector SD-1 (s. [1], Fig. 1) shown in Fig. 3, based on amplification sign changing [4], is made up with the operational amplifier $A_{11}$, the field effect transistor $T_5$ and resistances $R_{38},\ldots,R_{40}$. The operational amplifier $A_{11}$ can work as reverser or repeater according to the state of field effect transistor, $T_5$ (saturated or blocked).

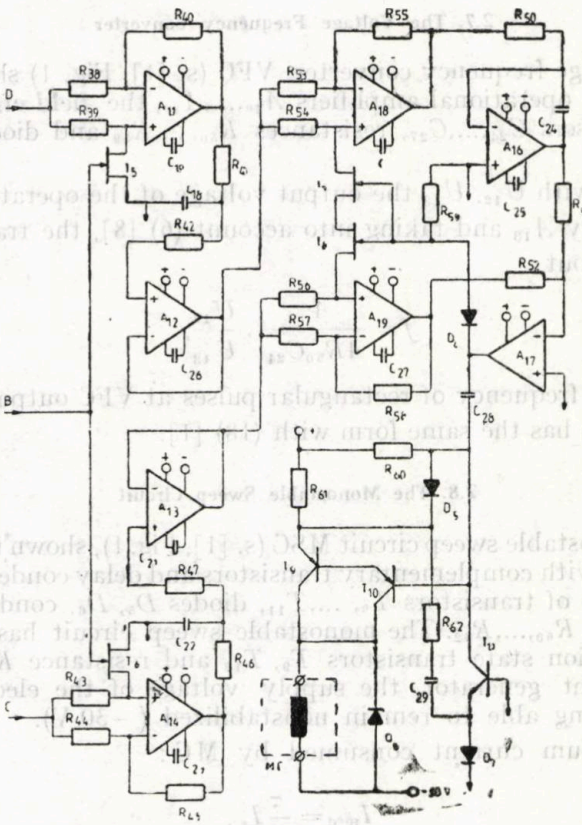



Fig. 3

The pulsing voltage at the operational amplifier $A_{11}$ output is filtered by means of resistance $R_{41}$ and condenser $C_{18}$ and repeated by the operational amplifier $A_{12}$ and resistance $R_{42}$. Condensers $C_{19}$, $C_{20}$ balance on frequency the operational amplifiers $A_{11}$, $A_{12}$.

The synchronous detector SD-2 (Fig. 3), identical with SD-1, is made up with the operational amplifiers $A_{13}$, $A_{14}$, the field effect transistor $T_6$, resistances $R_{43},\ldots,R_{47}$ and condensers $C_2,\ldots,C_{23}$.

### 2.6. The Control Amplifier

The control amplifier CA (s. [1], Fig. 1), shown in Fig. 1, made up with the operational amplifier $A_{15}$, changes the sinusoidal voltage at the amplifier $A_5$ output (Fig. 1) into rectangular pulses, necessary for the control of the field effect transistors $T_5$, $T_6$ in the structure of *SD*-1, *SD*-2 (Fig. 3). Resistance $R_{42}$ and diodes $D_1$, $D_2$ limit the input voltage while resistance $R_{49}$ and diode $D_3$ eliminate the positive alternation in the output voltage of the operational amplifier $A_{15}$.

### 2.7. The Voltage Frequency Converter

The voltage frequency converter VFC (s. [1], Fig. 1) shown in Fig. 3, made up of the operational amplifiers $A_{16},\ldots,A_{18}$, the field effect transistors $T_7$, $T_8$, condensers $C_{24},\ldots,C_{27}$, resistances $R_{50},\ldots,R_{59}$ and diode $D_4$, is described in [8].

Marking with $U_{12}$, $U_{13}$ the output voltage of the operational amplifier $A_{12}$, respectively $A_{13}$ and taking into account (6) [8], the transfer function of VFC comes out:

$$f = \frac{1}{4R_{50}C_{24}} \cdot \frac{U_{12}}{U_{13}}, \tag{8}$$

where $f$ is the frequency of rectangular pulses at VFC output ($A_{17}$). It can be seen that (8) has the same form with (18) [1].

### 2.8. The Monostable Sweep Circuit

The monostable sweep circuit MSC (s. [1], Fig. 1), shown in Fig. 3, of the type provided with complementary transistors and delay condenser in emitter [9], is made up of transistors $T_9,\ldots,T_{11}$, diodes $D_5$, $D_6$, condensers $C_{28}$, $C_{29}$ and resistances $R_{60},\ldots,R_{62}$. The monostable sweep circuit has the property that in conduction state transistors $T_9$, $T_{10}$ and resistance $R_{61}$ represent a constant current generator, the supply voltage of the electromechanical counter MC being able to remain nonstabilized (−30 V).

The medium current consumed by MC:

$$I_{med} = \frac{\tau}{T} I_r, \tag{13}$$

where $I_r$ represents the rated current consumed by MC (aprox. 100 mA), $T$—the period of pulses, $\tau$—the duration of pulses set by elements $R_{62}$, $C_{29}$, can be neglected due to the space factor ($\tau/T$) of reduced value (maximum 1/25).

### 2.9. The Power Unit

The power unit, shown in Fig. 4, is made up of the mains transformer Tr-2, equipped with plug contacts in the primary, commutable with the connecting bridges $P_6$,..., $P_{11}$ to be able to work at several values

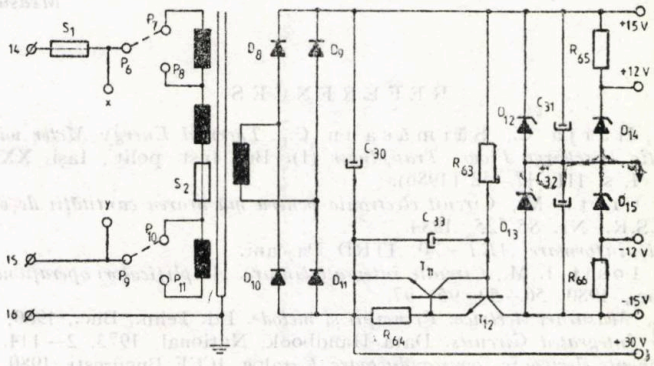



Fig. 4

of supply voltage (100 ; 120 ; 220 ; 240 V). The fuse $S_1$ and the thermal fuse (with bimetal) $S_2$ provide the protection of the transformer at incidental excess power. The voltage in the secondary of the transformer Tr-2 is rectified by the bridge $D_8$,...,$D_{11}$ and filtered by condenser $C_{30}$.

The voltage stabilizer is made up the Zener diodes $D_{12}$, $D_{13}$, condensers $C_{31}$, $C_{32}$ and the constant current generator made up of transistors $T_{11}$, $T_{12}$, resistances $R_{63}$, $R_{64}$ and condenser $C_{33}$. The +12 V and —1'' V voltages obtained with the Zener diodes $D_{14}$, $D_{15}$ and resistances $R_{65}$, $R_{66}$ are necessary for supplying the input circuit IC (Fig. 1), while the nonstabilized voltage (—30 V) for supplying the MC (Fig. 3).

## 3. The Mechanical Side

All the circuit diagram elements are mounted on a printed circuit plate double plated, similar in overal dimensions and fastening system to that of the adapter for electromagnetic discharge flow transducers AET-70 [3]. The remaining mechanichal parts, the case included, are identical with those of adapter AET-70.

## 4. Conclusions

a) Utilization of some electronic circuits with multiple function (VFC for voltage—frequency conversion and analogic division operation, CMW for making the product discharge flow × enthalpy difference and compensation

of water density and enthalpy temperature variation) had a remarkable contribution to the simplification of the thermal energy meter circuit diagram.

b) For the reasons shown above, the thermal energy meter performed, although solving a much more complex problem, is comparable from the point of view of size and cost price with the adapter for electromagnetic discharge flow transducers [3].

*Received, January 26, 1985*

*Polytechnic Institute, Jassy, Department of Electrotechnics and Electrical Machines and Measurements*

## REFERENCES

1. Creţu M., Harja C., Sărmăşanu C., *Thermal Energy Meter with Electromagnetic Discharge Flow Transducer* (I). Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXII (XXXVI)**, *1–4*, s. III, 47–52 (1986).
2. Harja C., Creţu M., *Circuit electronic pentru măsurarea cantităţii de căldură*. Patent R.S.R., Nr. *85 525*, 1984.
3. * * * *Fişă de informare AET–70*, ITRD Paşcani.
4. Dragu I., Iosif I. M., *Circuite integrate liniare. Amplificatori operaţionali*. Ed. Milit., Buc., 1980, 56–59, 95–97.
5. Millea A., *Măsurări electrice. Principii şi metode*. Ed. Tehn., Buc., 1980, 168–169.
6. * * * *Linear Integrated Circuits*. Data Handbook, National, 1973, 2–114.
7. * * * *Componente electronice semiconductoare*. Catalog, ICCE Bucureşti, 1980, 305.
8. Harja C., Creţu M., *Converter tensiune–frecvenţă*. Nat. Symp. on Electronic Technol. a. Fiability, Polyt. Inst. Jassy, I, 365–371 (1983).
9. Mitrofan Gh. I., *Generatoare de impulsuri şi de tensiune liniar variabilă*. Ed. Tehn., Buc., 1982, 203–204.

## CONTOR DE ENERGIE TERMICĂ CU TRADUCTOR ELECTROMAGNETIC DE DEBIT

### II. Schema electrică

(Rezumat)

Se prezintă schema electrică a unui contor de energie termică cu traductor electromagnetic de debit. Pentru reducerea complexităţii schemei electrice s-au utilizat circuite electronice cu funcţii multiple (conversie tensiune–frecvenţă şi divizare analogică produs debit × diferenţă de entalpie şi compensare a variaţiei cu temperatura a densităţii şi entalpiei apei). Modelul experimental, realizat pe baza schemei electrice prezentate, are gabaritul şi preţul de cost comparabile cu cele ale unui adaptor pentru traductoare electromagnetice de debit şi satisface condiţiile tehnice metrologice referitoare la contoare de energie termică aflate în vigoare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.3.017.5

# SOME CONTRIBUTIONS CONCERNING THE BEHAVIOUR OF POLAR LIQUID DIELECTRICS IN PERIODIC NON-SINUSOIDAL ELECTRIC FIELDS

BY

DANA BALAN, TRAIAN BALAN and ROMEO CIOBANU

## 1. Introduction

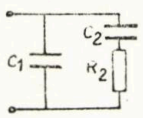
We tried to characterize the polar liquid dielectrics behaviour in periodic non-sinusoidal electric fields by analysing some factors that contribute to power losses due to the dipole relaxation polarization process. We must evaluate the active and reactive power expressions through the dipole equivalent circuit and establish some parameters to estimate the extra power losses appeared in periodic non-sinusoidal fields.

## 2. The Influence of the Alternative Field Frequency upon the Dielectric Power Losses

The polar liquid dielectrics polarization is studied using the equivalent electric schemas (Fig. 1) ; their parameters are experimentally determined having in view the algorithm described in [1].

Using such a model we obtain the following polarization characteristics : loss tangent $\operatorname{tg}\delta(\omega)$, $\varepsilon'(\omega)$ and $\varepsilon''(\omega)$.

In what follows we have to refer to non-sinusoidal fields. Let us consider a capacitor containing polar liquid dielectric with known parameters for an equivalent electric circuit. Equalizing with the series circuit the following parameters are obtained :



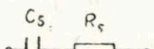




Fig. 1

$$(1)\qquad C_s = \frac{(C_1+C_2)^2+\omega^2C_1\tau^2}{C_1+C_2+\omega^2\tau^2C_1},$$

$$(2)\qquad R_s = \frac{\tau C_2}{(C_1+C_2)^2+\omega^2\tau^2C_1^2},$$

$$(3)\qquad \operatorname{tg}\delta_s = \frac{\omega\tau C_2}{C_1+C_2+\omega^2\tau^2C_1},$$

where $\tau = R_2C_2$ is the relaxation time of dipolar polarization.

Let $P$ be the active power dissipated in the dielectric capacitor for sinusoidal voltage with the pulsation $\omega$ :

$$P = U^2 \omega C_p \operatorname{tg} \delta_p = U^2 \omega \frac{C_s}{1+\operatorname{tg}^2 \delta_s} \operatorname{tg} \delta_s. \tag{4}$$

For periodic non-sinusoidal excitation voltage the active power is :

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} P_n , \tag{5}$$

where

$$P_n = U_n^2 n\omega \frac{C_{sn}}{1+\operatorname{tg}^2 \delta_{sn}} \operatorname{tg} \delta_{sn}. \tag{6}$$

Similarly we admit for the reactive power the expression :

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n, \tag{7}$$

where

$$Q_n = \frac{P_n}{\operatorname{tg} \delta_{sn}} = U_n^2 n\omega C_{pn} = U_n^2 n\omega \frac{C_{sn}}{1+\operatorname{tg}^2 \delta_{sn}} . \tag{8}$$

Introducing (1) and (2) into (6) and (8) we obtain :

$$P_n = U_n^2 n\omega \cdot \frac{n\omega\tau C_2 \left[(C_1+C_2)^2 + n^2\omega^2\tau^2 C_1^2\right]}{(C_1+C_2+n^2\omega^2\tau^2 C_1)^2 + n^2\omega^2\tau^2 C_2^2}, \tag{9}$$

$$Q_n = U_n^2 n\omega \frac{\left[(C_1+C_2)^2 + n^2\omega^2\tau^2 C_1^2\right](C_1+C_2+n^2\omega^2\tau^2 C_1)}{(C_1+C_2+n^2\omega^2\tau^2 C_1)^2 + n^2\omega^2\tau^2 C_2^2} . \tag{10}$$

To estimate the harmonic spectrum influence we introduce in the power expressions the folowing relations :

$$a = \omega\tau, \quad y = \frac{C_2}{C_1}, \quad b = 1 + y = \frac{C_1+C_2}{C_1} . \tag{11}$$

The expresions (9) and (10) become :

$$P_n = U_n^2 \frac{\omega a C_2 \left(\frac{1}{n^2} + \frac{a^2}{b^2}\right)}{\frac{1}{n^2}\left[\left(\frac{1}{n} + \frac{na^2}{b}\right)^2 + \frac{a^2 y^2}{b^2}\right]}, \tag{12}$$

$$Q_n = U_n^2 \frac{C_1 \left(\frac{1}{n^2} + \frac{a^2}{b^2}\right)\left(\frac{b}{n^2} + a^2\right)}{\frac{1}{n^3}\left[\left(\frac{1}{n} + \frac{na^2}{b}\right)^2 + \frac{a^2 y^2}{b^2}\right]} . \tag{13}$$

In order to study the frequency dependence of active power we mention the experimental characteristic given in [2], [3] that let shows practically

a constant value for high frequencies. The relation (12) stresses the some dependence with the frequency of the active power, and it permits to evaluate a constant limit term for the polarization process losses, namely :

$$P_{n\infty} = \lim_{n\to\infty} P_n = U_n^2 \frac{C_2}{\tau} = \frac{1}{\omega\tau} \cdot \frac{U_n^2}{B_{C_1}(\omega)} . \tag{14}$$

The relation (13) for reactive power makes evident the continuously proportional increase at high frequencies, (we suppose that the terms in brackets containing $1/n$ and $1/n^2$ become negligible for $n\to\infty$). It results :

$$Q_{n\infty} = \lim_{n\to\infty} Q_n = U_n^2 n\omega C_1 = \frac{U_n^2}{nB_{C_1}(\omega)} . \tag{15}$$

There from we can obtain the limit expression for loss tagent that expresses the power losses :

$$\lim_{n\to\infty} \operatorname{tg} \delta_n = \frac{P_{n\infty}}{Q_{n\infty}} = \frac{1}{n\omega\tau} \cdot \frac{B_{C_1}(\omega)}{B_{C_2}(\omega)} = \frac{1}{n\omega\tau} \cdot \frac{C_2}{C_1} . \tag{16}$$

### 3. Dielectrics Behaviour in the Alternative Non-sinusoidal Fields

Accepting the expressions (5) and (6) for active and reactive power we can estimate an equivalent loss tangent parameter for periodic non-sinusoidal fields :

$$A = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} P_n}{\sum_{n=1}^{\infty} Q_n} = \omega\tau \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2 \dfrac{n^2\left(\dfrac{1}{n^2} + \dfrac{a^2}{b^2}\right)}{\left(\dfrac{1}{n} + \dfrac{a^2 n}{b}\right)^2 + \dfrac{a^2 y^2}{b^2}}}{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2 \dfrac{n^3\left(\dfrac{1}{n^2} + \dfrac{a^2}{b^2}\right)\left(\dfrac{b}{n^2} + a^2\right)}{\left(\dfrac{1}{n} + \dfrac{a^2 n}{b}\right)^2 + \dfrac{a^2 y^2}{b^2}}} . \tag{17}$$

In certain working condition $A$ can give us information for an optimal choice of temperature range regarding the izotangent characteristics.

Using the relation (17) for polar liquid dielectrics in non-sinusoidal fields of low frequencies we accept the quantitative data, given by [2], [4], for :

$$\tau \cong 10^{-5} \ldots 10^{-7} \text{ s}, \quad b = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \cong 5, \quad y = \frac{C_2}{C_1} \cong 2 \ldots 3. \tag{18}$$

We can also accept the following aproximations (with minimal errors) for 50 Hz (60 Hz) frequency and its measured spectrum till harmonic of order 25

$$a \cong 10^{-3} \ldots 10^{-4}, \quad \frac{a^2}{b^2} \cong 10^{-5} \ldots 10^{-7}, \quad \frac{a^2 y^2}{b^2} \ll 1, \quad \frac{a^2 n}{b} \ll 1.$$

The expressions (12) and (13) become :

$$(20)\qquad \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \omega^2 \tau C_2 \sum_{n=1}^{\infty} n^2 U_n^2, \qquad (21)\qquad \sum_{n=1}^{\infty} Q_n = \omega (C_1 + C_2) \sum_{n=1}^{\infty} n U_n^2$$

and the $A$ parameter becomes an equivalent one as :

$$(22)\qquad A = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} P_n}{\sum_{n=1}^{\infty} Q_n} = \omega \tau \frac{C_2}{C_1 + C_2} \frac{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 U_n^2}{\sum_{n=1}^{\infty} n U_n^2}.$$

These expressions can practically be used for a well known excitation spectrum.

To relevate the heat increase in dielectric for periodic nonsinusoidal field (any kind of characteristic modification effect existing) we introduce a heat factor as a ratio between the active dissipated power in nonsinusoidal fields and the active dissipated power corresponding to the fundamental pulsation :

$$(23)\qquad k_i = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} P_n}{P_1}.$$

For $n = 1$ we obtain from relation (20) :

$$(24)\qquad P_1 = \omega^2 \tau C_2 U_1^2$$

and

$$(25)\qquad k_i = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 U_n^2}{U_1^2}.$$

We can see both the harmonics influence and their spectrum importance.

For instance, the presence in the tension spectrum of the 13$^{th}$ harmonics with an amplitude having the amplitude 5% of the fundamental one determines a $k_i$ value of 1.42 and a heating effect with 20% more than in fundamental pulsation case.

These conclusions can be extended also to the industrial power capacitors impregnated with polar liquid dielectric having similar frecquency characteristics for the some frecquency range.

## 4. Conclusions

1. The expressions we have found for active and reactive power (12), (13) confirm the experimental results and can be calculated using the equivalent circuits and their parameters.

2. In alternative non-sinusoidal fields the $A$ factor, determined using relation (17), is a reference element, it has a simple analytic form for industrial frequencies.

3. Using the extra heating increase factor in non-sinusoidal fields we can evaluate the deformant field frecquency spectrum importance on the polar liquid dielectric capacitors and draw some future conclusions referring to the solid impregnated dielectrics of power capacitors.

*Received, December 19, 1985*

*Polytechnic Institute, Jassy,*
*Department of Electrotechnics and*
*Electrical Measurements and Machines*

## REFERENCES

1. Balan T., Balan D., *Metodă de determinare a parametrilor schemei echivalente a dielectricilor polari lichizi.* Symp. „Electronical Technology and Fiability", Jassy, Dec. 1—3, 1983, I, 125.
2. Popescu C., *Curs de materiale electrotehnice.* EDP, Buc., 1960.
3. Tareev B., *Physics of Dielectric Materials.* Mir Publ., Moscow, 1975.
4. Viale F., *Tendances nouvelles dans la technologie des condensateurs de puissance* R.G.É., *12* (1980).

## CONTRIBUȚII LA STUDIUL COMPORTĂRII DIELECTRICILOR POLARI LICHIZI ÎN CÎMPURI ELECTRICE ALTERNATIVE NESINUSOIDALE

(Rezumat)

Se urmărește caracterizarea dielectricilor polari lichizi în regim periodic nesinusoidal, analizînd factorii care intervin în creșterea pierderilor de energie în procesul de polarizare. Se evaluează expresiile puterilor active și reactive, corespunzătoare schemei dipolare echivalente, în regim deformant și se stabilesc criterii de apreciere a pierderilor suplimentare ce apar. Aceste criterii pot fi utilizate și la aprecierea supraîncălzirilor ce apar în cazul condensatoarelor de forță impregnate cu dielectric polar ce au aceeași caracteristică de frecvență.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

D.C 621.313.222—9

# KENNLINIEN DES GLEICHSTROM—REIHENSCHLUSS-STELLMOTORS IN STATIONÄREM BETRIEB

VON

AL. SIMION

## 1. Einleitung

Die Gleichstrom—Reihenschluß-Stellmotoren werden zum Antrieb von Arbeitsmaschinen verwendet, die hohe Drehmomente beim Anlassen benötigen. Zum Unterschied von den Gleichstrom-Stellmotoren mit Fremd— oder Dauermagneterregung, die ein dem Läuferstrom proportionales Drehmoment aufweisen, ändert sich beim Reihenschluß-Stellmotor das Drehmoment quadratisch mit dem Läuferstrom [1]. Die Drehzahl—Drehmoment- und die Drehzahlstellungskennlinien verlaufen bei den Reihenschluß-Stellmotoren nicht mehr linear und parallel wie bei den Stellmotoren mit Fremderregung im Falle von Ankerspannungsstellung. Um ein annehmbares qualitatives Studium der fremderregten Stellmotoren bei Ankerspannungsstellung durchführen zu können, wird zur Darstellung der in relativen Werten ausgedrückten Drehzahl—Drehmoment- und Drehzahlstellungskennlinien gegriffen. So wird die Geschwindigkeit $n$ auf die dem Null betragenden Widerstandsmoment an der Welle entsprechende Nenngeschwindigkeit bei Leerlauf $n_0$ bezogen, während das elecktromagnetische Drehmoment $M$ auf das Nennanlaßmoment $M_p$, wenn die Geschwindigkeit Null ist, bezogen wird [2], [3]. Die Bezugsgrößen $n_0$ und $M_p$ entsprechen dem Zustand, wenn dem Anker die Nennspannung $U_N$ zugeführt wird. Beim Gleichstrom—Reihenschluß-Stellmotor ist es einigermaßen schwierig, die Größen $n$ und $M$ im Verhältnis zu denselben Bezugsgrößen auszudrücken, und zwar aus dem Grunde, daß man eine Leerlaufgeschwindigkeit $n_0$ nicht definieren kann, weil sie im Idealfall, für $M=0$, unendlich würde.

In vorliegender Arbeit wird eine Ausdrucksweise der Betriebskennlinien des Gleichstrom — Reihenschluß-Stellmotors, in relativen Werten, beschrieben, eine Analyse der Reihenschluß-Stellmotoren-Kennlinien bei zur neutralen Achse verschobenen Bürsten durchgeführt und der Betrieb des Gleichstrom-Stellmotors ohne Ständererregung gerechtfertigt [4]. Um zu diesen Ergebnissen zu gelangen, wird der Begriff einer verallgemeinerten elektrischen Maschine eingeführt und Voraussetzungen, Schreibweise und Sinn der elektrischen Größen und der Rotationsgeschwindigkeit dementsprechend angenommen [5].

## 2. Gleichungen der verallgemeinerten elektrischen Maschine

In Abb. 1 wird die verallgemeinerte elektrische Maschine, Modell *DQ-dq* [5], dargestellt. Der Ständer enthält zwei Wicklungen, die zwischen den beiden Symmetrieachsen der Maschine, der mit $D$ bezeichneten Längsachse und der mit $Q$ bezeichneten Querachse, liegen. Der Läufer enthält eine mit dem Kommutator verbundene Wicklung, und auf dem Kommutator liegen zwei fixe, mit den Achsen $D$ und $Q$ gleichlaufende und mit $d$, $q$ bezeichnete Bürstenpaare.

Wird die Sättigung vernachlässigt, erhalten die Gleichungen der Maschine aus Abb. 1 folgende Form mittels Matrixbezeichnung :

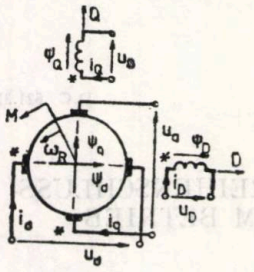


Abb. 1

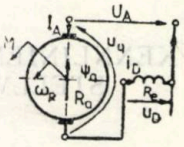


Abb. 2

$$(1)\qquad \begin{vmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_D+L_Ds & 0 & 0 & M_Ds \\ 0 & R_Q+L_Qs & M_Qs & 0 \\ -\omega_R M_D & M_Qs & R+L_qs & -\omega_R L_d \\ M_Ds & \omega_R M_{DQ} & \omega_R L_q & R+L_ds \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix}, \quad s=\mathrm{d}/\mathrm{d}t$$

$$(2)\qquad M=p[(M_Qi_Qi_d-M_Di_Di_q)+(L_q-L_d)\,i_di_q]\,.$$

### 3. Gleichungen des Reihenschluss-Stellmotors, in relativen Werten, in stationärem Betrieb

Das aus Abb. 1 abgeleitete Schaltbild des Reihenschluß-Stellmotors ohne Kompensationswicklung zeigt Abb. 2. Die entsprechenden Gleichungen in stationärem Betrieb werden den Gl. (1) und (2) für die Sonderfälle :

$$(3)\qquad \begin{cases} i_d=0,\ i_Q=0,\ i_D=-i_q=I_A,\ s=0,\ -u_q+u_D=U_A,\ u_d=0, \\ R=R_a,\ R_D=R_e,\ R_e+R_a=R_A,\ u_D=u_e,\ \omega_R=p\Omega \end{cases}$$

entnommen. Man erhält damit :

$$(4)\qquad u_D=R_DI_A \text{ oder } U_e=R_eI_A,\ U_A=p\Omega M_DI_A+R_AI_A,\ M=pM_DI_A^2,$$

wo $M_D$ die Gegeninduktivität zwischen der Erregerwicklung $D$ und der Läuferwicklung ist, und $p$ die Anzahl der Polpaare.

Behalten wir nur die beiden letzten Gleichungen aus (4) und schreiben $pM_D=k_e$, erreichen wir

$$(5)\qquad U_A=R_AI_A+k_e\Omega I_A,\ M=k_eI_A^2.$$

Beträgt die Winkelgeschwindigkeit des Läufers, $\Omega$, Null, erzielt man den Anlaßzustand, Kennwert $P$. Setzen wir nun voraus, daß die dem Stellmotor zugeführte Spannung dem Nennwert $U_{AN}$ gleich ist, so ergibt sich

$$(6)\qquad I_{AP}=\frac{U_{AN}}{R_A},\ M_{PN}=k_e\frac{U_{AN}^2}{R_A^2}.$$

Die dem Läufer eigene Geschwindigkeit, wenn der Strom die Hälfte des Anlaßstromes $I_{AP}$ beträgt, wird als Nenngeschwindigkeit des Motors angenommen. Diese Annahme ist wirklichkeitsnah und entspricht, wie nachstehende Betrachtungen erkennen lassen, sogar dem Zustand einer maximalen

Motorleistung. Die Geschwindigkeit des Stellmotors wird auf diesen als Bezugsgröße betrachteten Wert bezogen

$$\Omega_N = \frac{U_{AN} - R_A I_{AP}/2}{k_e I_{AP}/2} = \frac{R_A}{k_e}. \tag{7}$$

Führen wir die Bezeichnungen

$$m = \frac{M}{M_{PN}}, \quad \nu = \frac{\Omega}{\Omega_N}, \quad \lambda = \frac{U_A}{U_{AN}}, \tag{8}$$

ein, welche das relative Moment, die relative Geschwindigkeit und bzw. die relative Steuerungsspannung beschreiben, erhalten wir die in relativen Werten ausgedrückte Gleichung des Gleichstrom—Reihenschluß-Stellmotors für den Fall der Spannungssteuerung, d. h. :

$$\lambda = \sqrt{m} + \nu\sqrt{m}. \tag{9}$$

Abb. 3 gibt die Drehzahl—Drehmoment-Kennlinienschar $\nu = f(m)$ für verschiedene Werte von $\lambda$ (verschiedene zugeführte Spannungen $U_A$) wieder. Die Kurven $A$, $B$ und $C$ zeigen, daß bei abnehmender zugeführter Spannung,

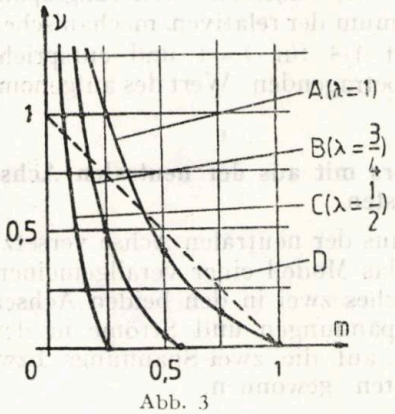


Abb. 3

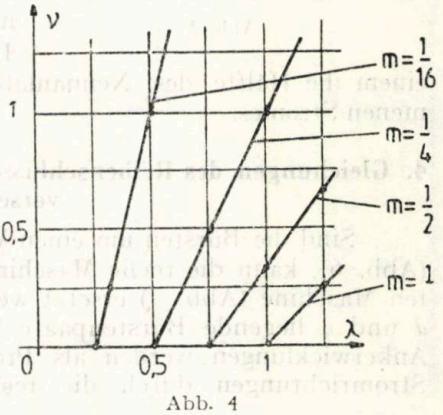


Abb. 4

für eine bestimmte Drehmomentveränderung, die Geschwindigkeitsveränderung immer betonter wird. Außerdem sind die Drehzahl—Drehmoment-Kennlinien viel stärker geneigt als im Falle des fremderregten Stellmotors (Kurve $D$, für $\lambda = 1$).

Abb. 4 stellt die Geschwindigkeitskennlinien bei konstantem Moment, $\nu = f(\lambda)$, für $m = d$ dar. Es werden von der Gleichung

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{m}}\lambda - 1 \tag{10}$$

beschriebene Geraden erzielt, welche alle den durch $\lambda = 0$, $\nu = -1$, gekennzeichneten Punkt durchlaufen. Für $m = 1$ wird die Neigung zu 1, also gleich derjenigen, die im Falle des fremderregten Stellmotors vorkommt.

Von Interesse ist auch die Abhängigkeit der mechanischen Leistung des Stellmotors von der Rotationsgeschwindigkeit. Die relative mechanische Leistung ist

(11) $$\pi_m = \frac{P_m}{P_{AP}},$$

wo $P_{AP}$ die über den Motor vom Netz im Anlaßmoment übernommene Leistung darstellt, $P_{AP}=U_{AN}^2/R_A$, und $P_m$ die mechanische Leistung. Es ergibt sich der Ausdruck

(12) $$\pi_m = \frac{\lambda^2 \nu}{(1+\nu)^2}.$$

Abb. 5 zeigt die Kennlinienschar $\pi_m = f(\nu)$ für verschiedene Werte von $\lambda$. Man kann feststellen, daß die mechanische Leistung bei $\nu=1$ stets einen Maximalwert durchläuft. Auf diese Weise wird bewiesen, daß die für die Motorengeschwindigkeit ausgewählte Bezugsgröße dem Zustand entspricht, in welchem die mechanische Leistung des Motors maximal ist. Die Maximalwerte der mechanischen Leistung ändern sich quadratisch proportional mit der relativen Steuerungsspannung. Maximum der relativen mechanischen Leistung ist 1/4 für $\lambda=1$ und entspricht einem die Hälfte des Nennanlaßstromes betragenden Wert des aufgenommenen Stromes.

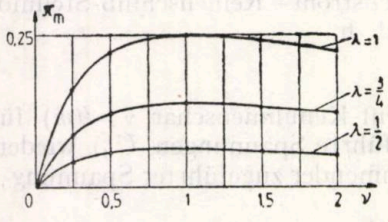


Abb. 5

## 4. Gleichungen des Reihenschluss-Stellmotors mit aus der neutralen Achse versetzten Bürsten

Sind die Bürsten um einen Winkel $\alpha$ aus der neutralen Achse versetzt (Abb. 6), kann die reelle Maschine durch das Modell einer verallgemeinerten Maschine (Abb. 7) ersetzt werden, welches zwei in den beiden Achsen $d$ und $q$ liegende Bürstenpaare besitzt. Spannungen und Ströme in den Ankerwicklungen werden als Projektionen auf die zwei Spannungs- bzw. Stromrichtungen durch die reellen Bürsten gewonnen.

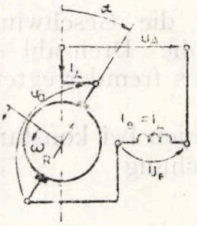


Abb. 6

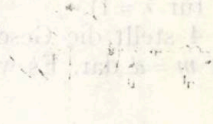


Abb. 7

Die die Größen aus Abb. 6 und Abb. 7 verbindenden Beziehungen sind folgende :

(13) $$\begin{cases} i_q = -i_A \cos\alpha, \; i_d = -i_A \sin\alpha, \; u_q = -u_a \cos\alpha, \; u_d = -u_a \sin\alpha, \\ u_q \cos\alpha + u_d \sin\alpha = -u_a, \; i_D = i_A = i_e. \end{cases}$$

Die Gleichungen des Modells aus Abb. 7 werden aus (1) abgeleitet, wobei

die zweite Reihe und die zweite Kolonne verschwinden. In stationärem Betrieb gilt damit

$$(14)\quad \begin{cases} U_D = R_D I_D \quad \text{oder} \quad U_e = R_e I_A, \\ U_q = -\omega_R M_D I_D + R_a I_q - \omega\ L_d I_d, \\ U_d = \omega_R L_q I_D + R_a I_d, \end{cases}$$

$$(15)\quad M = p[-M_D I_D I_q + (L_q - L_d)\, I_d I_q].$$

Wird die zweite Gleichung aus (14) mit $\cos\alpha$ und die dritte mit $\sin\alpha$ multipliziert, und addiert man sie dann gliedweise, ergibt sich

$$(16)\quad \begin{aligned} U_q \cos\alpha + U_d \sin\alpha = &-\omega_R M_D I_D \cos\alpha + R_a I_q \cos\alpha - \omega_R L_d I_d \cos\alpha + \\ &+\omega_R L_q I_D \sin\alpha + R_a I_d \sin\alpha = -R_a I_A - \omega_R M_D I_e \cos\alpha + \omega_R \frac{L_d - L_q}{2} I_A \sin 2\alpha. \end{aligned}$$

Auch die Beziehungen (13) wurden berücksichtigt. Beziehung (16) wird zu

$$(16')\quad U_A = p\Omega M_D I_e \cos\alpha + R_A I_A - p\Omega \frac{L_d - L_q}{2} I_A \sin 2\alpha$$

führen. Nun schreibt man Ausdruck (15) des Moments

$$(17)\quad M = p M_D I_e I_A \cos\alpha - p \frac{L_d - L_q}{2} I_A^2 \sin 2\alpha.$$

Ausdruck (17) führt zu folgenden Betrachtungen :

Sind die Bürsten um einen Winkel $\alpha$ aus der neutralen Achse in entgegenlaufender Ankerdrehrichtung versetzt, dann enthält das Moment des Motors : a) ein erstes dem Produkt zwischen Anker- und Erregerwicklungsstrom sowie auch dem Kosinus des Verschiebungswinkels proportionales Glied

$$(18)\quad M_1 = p M_D I_e I_A \cos\alpha = p M_D I_A^2 \cos\alpha,\ I_e = I_A\ ;$$

b) ein zweites dem Quadrat des Stromes $I_A$ und dem Sinus des Verschiebungswinkeldoppelten, $2\alpha$, proportionales Glied

$$(19)\quad M_2 = p \frac{L_d - L_q}{2} I_A^2 \sin 2\alpha.$$

Sind die Bürsten in entgegenlaufender Ankerdrehrichtung verschoben, dann erhält man das resultierende Moment, $M$, als Differenz zwischen diesen zwei Momenten ; sind die Bürsten jedoch in mitlaufender Ankerdrehrichtung verschoben, geht das resultierende Moment als Summe dieser zwei Momente hervor. Das Moment $M_2$ hängt von der Differenz zwischen den Induktanzen der Maschine auf den beiden Achsen ab. Diese Differenz ist den unterschiedlichen Reluktanzen der Maschine auf den betreffenden Achsen zuzuschreiben.

Für eine Maschine mit glattem Ständer beträgt das Moment $M_2$ Null. Bei Maschinen mit ausgeprägten Polen auf dem Ständer kann ein zu Null unterschiedliches Moment aufgebracht werden, auch wenn keine Erregerwicklung vorhanden ist ($I_e = 0$). Für diesen Maschinentyp ist die Benen-

nung Gleichstrom-Reluktanzmotor vorzuziehen, da die Bezeichnung fremderregter Gleichstrom-Reihenschlußmotor nicht mehr berechtigt ist [4], [6].

Mit Hilfe der Beziehungen (16') und (17) kann man zu den Gleichungen in relativen Werten für die Betriebskennlinien der Gleichstrom-Stellmotoren mit aus der neutralen Achse versetzten Bürsten gelangen.

## 5. Schlußfolgerungen

Bei den Reihenschluß-Stellmotoren ist es vorteilhaft, die Gleichungen in relativen Werten zu schreiben, wenn als Bezugsgeschwindigkeit die dem Zustand, in welchem die Leistung des Stellmotors maximal ist oder der Ankerstrom die Hälfte des Anlaßstroms beträgt, entsprechende Geschwindigkeit angewendet wird.

Die mechanische Leistung des Reihenschluß-Stellmotors durchläuft Maximalwerte, unabhängig von der dem Anker zugeführten Spannung, für den gleichen Wert der Rotationsgeschwindigkeit.

Im Falle einer Bürstenversetzung aus der neutralen Achse umfaßt das resultierende Moment des Reihenschlußmotors zwei Glieder, welche bei Bürstenverschiebung in mitlaufender Ankerdrehrichtung addiert und bei Verschiebung der Bürsten in entgegenlaufender Ankerdrehrichtung subtrahiert werden. Das zweite Glied des Moments (das Reluktanzglied), erscheint nur bei Maschinen mit ausgeprägten Ständerpolen.

*Eingegangen am 27. Januar 1986*

*Technische Hochschule, Jassy,*
*Lehrstuhl für Elektrotechnik, elektrische Messungen und Maschinen*

## LITERATURVERZEICHNIS

1. Gheorghiu S. I., Fransua Al., *Tratat de maşini electrice.* Vol. I, *Maşini de curent continuu.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1969.
2. Măgureanu R., *Maşini electrice speciale pentru sisteme automate.* Ed. Tehn., Buc., 1981.
3. Lăzăroiu D. F., Slaihăr S., *Maşini electrice de mică putere.* Ed. Tehn., Buc., 1973.
4. Fransua Al., *Universalkommutatormotor ohne Ständerwicklung.* Rev. d'Électrotechnique et d'Énergétique, Buc., 4, 2, 295–299 (1959).
5. Simion Al., *Consideraţii asupra ecuaţiilor maşinii electrice generalizate.* I.M.E., Piteşti, COMEP-85, Wiss. Tagung. 9–40 (1985).
6. Junge H-D., *Brockhaus abc Elektrotechnik.* VEB F. A. Brockhaus Verlag, Leipzig, 1978.

## CARACTERISTICILE DE FUNCŢIONARE A SERVOMOTORULUI DE CURENT CONTINUU CU EXCITAŢIE ÎN SERIE, ÎN REGIM STAŢIONAR

(Rezumat)

La servomotoarele cu excitaţie serie este convenabilă scrierea ecuaţiilor în mărimi relative dacă se utilizează ca viteză de referinţă viteza corespunzătoare situaţiei cînd puterea servomotorului este maximă, sau cînd curentul prin indus este egal cu jumătate din curentul de pornire.

Puterea mecanică a servomotorului cu excitaţie serie trece prin valori maxime, indiferent de tensiunea aplicată indusului, pentru o aceeaşi valoare a vitezei de rotaţie.

În cazul decalării periilor din axa neutră, cuplul rezultant al motorului cu excitaţie serie cuprinde doi termeni, care se adună pentru situaţia decalării periilor în sensul rotirii rotorului şi se scad în situaţia decalării periilor în sens contrar rotirii rotorului. Cel de al doilea termen al cuplului, denumit de reluctanţă, apare numai la maşinile cu poli aparenţi pe stator.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.316

# LA SYNTHÈSE DES AUTOMATES SÉQUENTIELS ASYNCHRONES PAR LA MÉTHODE SYMBOLIQUE

PAR

N. REUS, C. POŞA et ELENA CIOBANU

1. Dans cette Note est présentée une nouvelle forme du „rapport d'état" défini dans [1] comme un rapport symbolique des deux nombres octales, l'un représentant l'état des entrées et l'autre l'état des sorties d'un automate séquentiel. Cette forme met en évidence, entre parenthèses, l'état interne de l'automate :

$$\text{État} \rightarrow \frac{u_k \ldots u_0 (x_n \ldots x_0)}{Y_m \ldots Y_0 \, (T)},$$

où : $u_k \ldots u_0$, $x_n \ldots x_0$ et $Y_m \ldots Y_0$, représentent, respectivement, les suites ordonnées des variables binaires primaires, secondaires et externes de sortie, codifiées par des numéros octales et $T$, une variable de commande d'un numérateur binaire.

La nouvelle forme du „rapport d'état" permet une simplification de l'écriture de la séquence symbolique de travail de l'automate, une précision de son algorithme et finalement une généralisation de la possibilité de l'implémenter avec mémoires ROM et numérateur binaire.

La structure générale de l'automate synthétisé par la méthode exposée ci-dessous est donnée dans le schéma-bloc de la Fig. 1.

Les entrées d'adresse de la mémoire ROM sont utilisées pour l'application des mots d'entrée, spécifiés par le numérateur du „rapport d'état". Les mots de sortie du ROM, qui s'obtiennent après les avoir inscrits conformément aux spécifications de la séquence de travail de l'automate, sont spécifiés par le dénominateur du „rapport d'état".

Sauf les variables de sortie externes $Y_m \ldots Y_0$, le mot de sortie de ROM comprend aussi le bit $T$, pour la commande d'un numérateur binaire et le bit $K$, pour le reset.

À la sortie du numérateur binaire on obtient les variables d'état $x_n \ldots x_0$ de l'automate. Par $T$ on commande les états internes successifs (conformément à la séquence de travail) jusqu'on réussit à les épuiser, le numérateur étant effacé, c'est-à-dire préparé pour un nouveau cycle de travail.

2. Nous allons exposer l'algorithme de déduction de la séquence symbolique en employant l'exemple donné en [3]. Ce travail comprend

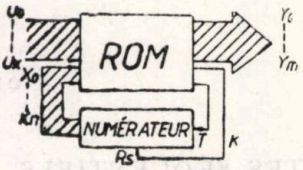



Fig. 1

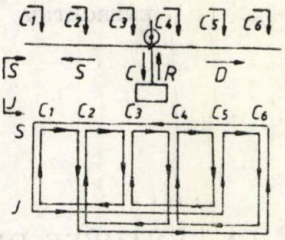



Fig. 2

la synthèse d'un automate séquentiel asynchrone à cinématique programée par la méthode Huffman et Girard. L'automate est utilisé pour commander le déplacement droit—gauche et haut—bas du convoyeur d'une ligne de galvanisation.

Dans la Fig. 2 on peut constater que les déplacemènts sont contrôlés, conformément au cycle de travail programmé, par six limiteurs de positionnement horizontal du convoyeur et par deux limiteurs de positionnement vertical.

Il faut préciser tout d'abord „le rapport d'état" :

$$\text{État} \rightarrow \frac{js \,.\, c_6c_5c_4 \,.\, c_3c_2c_1\,(x_n \ldots x_0)}{KC \,.\, RSD(T)},$$

où, au numérateur, après la suite des variables primaires représentées par les contactes des limiteurs, on a écrit, entre parenthèses, les variables de la sortie du numérateur binaire et dont le nombre n'est pas connu dès le début.

Le dénominateur comprend les variables de sortie : $K$ — reset, $C$ — descente, $R$—élévation, $S$—déplacement à gauche, $D$—déplacement à droite et, entre parenthèses, la variable $T$, qui par la transition „1"—„0", commande le numérateur binaire, dont les sorties $x_n \ldots x_0$ rendent l'état interne de l'automate.

Admettons qu'au début le convoyeur se trouve à gauche, en bas ($c_1 = j = 1$).

En suivant le diagramme de la Fig. 2 et donnant aux variables de sortie les valeurs binaires imposées par ce diagramme, on peut écrire la succession d'états de la séquence de travail ci-dessous :

$$\underset{1(1)}{201\,;\,200\,;\,202\,;\,204\,;\,210\,;\,(0)} \xrightarrow{c_5=1} \underset{4(1)}{220\,;\,20\,;\,(0)} \xrightarrow{s=1} \underset{1(1)}{120\,;\,100\,;\,(0)}$$

$$\xrightarrow{c_6=1} \underset{10(1)}{140\,;\,40\,;\,(0)} \xrightarrow{J=1} \underset{\uparrow\ 2(1)}{240\,;\,200\,;\,(0)} \ldots !$$

La séquence est continuée jusqu'au moment où un état de l'automate „contredit" un état antérieur. Dans notre exemple on arrive à l'état $\frac{200(0)}{2(1)}$ qui „contredit" l'état $\frac{200(0)}{1(1)}$. Donc, un changement de l'état interne de l'automate s'impose.

La commande du changement de l'état interne de l'automate est réalisée en imposant $T=0$ dans un des états antérieurs, choisis pour faire disparaître la nondiscrimination. Dans le nouvel état interne, ici l'état (1), on impose $T=1$ pour préparer l'automate pour un futur changement de l'état interne.

Dans notre exemple la solution est obtenue en continuant la séquence de travail de la manière suivante :

$$\underset{2(0)}{\underline{240(0)}} \rightarrow \underset{2(1)}{\underline{240\,;\,200\,;\,220\,;\,(1)}} \xrightarrow{c_4=1} \underset{4(1)}{\underline{210\,;\,10\,;\,(1)}} \xrightarrow{s=1} \underset{1(1)}{\underline{110\,;\,100\,;\,(1)}}$$

$$\xrightarrow{c_5=1} \underset{10(1)\uparrow}{\underline{120\,;\,20\,;\,(1)}} \xrightarrow{j=1} \underset{2(1)\;|}{\underline{220\,;\,200\,;\,210\,;\,(1)}} \ldots\,!$$

La nouvelle nondiscrimination apparue sera solutionée de la même manière, en imposant le changement de l'état interne dans l'état 20(1). Procédant de la même manière avec les nondiscriminations suivantes on peut continuer à écrire sous forme symbolique la séquence de travail de l'automate, à savoir :

$$\underset{10(0)}{\underline{20\,;\,(1)}} \rightarrow \underset{10(1)}{\underline{20\,;\,(2)}} \xrightarrow{j=1} \underset{2(1)}{\underline{220\,;\,200\,;\,210\,;\,(2)}} \xrightarrow{c_3=1} \underset{4(1)}{\underline{204\,;\,4\,;\,(2)}} \rightarrow$$

$$\xrightarrow{c_4=1} \underset{10(1)\uparrow}{\underline{110\,;\,10\,;\,(2)}} \xrightarrow{j=1} \underset{2(1)\;|}{\underline{210\,;\,200\,;\,204\,;\,(2)}} \ldots\,! \underset{10(0)}{\underline{10(2)}} \rightarrow$$

$$\rightarrow \underset{10(1)}{\underline{10\,;\,(3)}} \xrightarrow{j=1} \underset{2(1)}{\underline{210\,;\,200\,;\,204\,;\,(3)}} \xrightarrow{c_2=1} \underset{4(1)}{\underline{202\,;\,2\,;\,(3)}} \xrightarrow{s=1} \underset{1(1)}{\underline{102\,;\,100\,;\,(3)}} \rightarrow$$

$$\xrightarrow{c_3=1} \underset{10(1)\uparrow}{\underline{104\,;\,4\,;\,(3)}} \xrightarrow{j=1} \underset{2(1)\;|}{\underline{204\,;\,200\,;\,202\,;\,(3)}} \ldots\,! \underset{10(0)}{\underline{4(3)}} \rightarrow \underset{10(1)}{\underline{4\,;\,(4)}} \rightarrow$$

$$\xrightarrow{j=1} \underset{2(1)}{\underline{204\,;\,200\,;\,202\,;\,(4)}} \xrightarrow{c_1=1} \underset{4(1)}{\underline{201\,;\,1\,;\,(4)}} \xrightarrow{s=1} \underset{1(1)}{\underline{101\,;\,100\,;\,(4)}} \rightarrow$$

$$\xrightarrow{c_2=1} \underset{10(1)\uparrow}{\underline{102\,;\,2\,;\,(4)}} \xrightarrow{j=1} \underset{1(1)\;|}{\underline{202\,;\,\ldots\,(4)}} \ldots\,! \underset{10(0)}{\underline{2\,;\,(4)}} \rightarrow \underset{10(1)}{\underline{2\,;\,(5)}} \rightarrow$$

$$\xrightarrow{j=1} \underset{1(1)}{\underline{202\,;\,200\,;\,204\,;\,210\,;\,220\,;\,(5)}} \xrightarrow{c_6=1} \underset{4(1)}{\underline{240\,;\,40\,;\,(5)}} \xrightarrow{s=1}$$

$$\underset{2(1)}{\underline{140\,;\,100\,;\,120\,;\,110\,;\,104\,;\,102\,;\,(5)}} \xrightarrow{c_1=1} \underset{10(1)}{\underline{101\,;\,1\,;\,(5)}} \xrightarrow{j=1} \underset{21(1)}{\underline{201\,;\,(5)}} \rightarrow \underset{1(1)}{\underline{201\,;\,\ldots\,;(0)}} \ldots$$

Cette séquence de travail peut être écrite et pour d'autres hypothèses de travail, par exemple en admettant des limiteurs imparfaits (transitions „1"—„0" dans les états positionées).

Les informations collectées des états codifiés de cette séquence permettent la déduction des valeurs „obligées" de „1" et „0" des variables de sortie, c'est-à-dire l'écriture du „symbole de marquage" [1] qui correspond à cet automate. Puis, en utilisant la méthode symbolique de minimisation [1], on déduit les expressions logiques minimales qui correspondent à ces variables. Leur connaissance permet l'implémentation de l'automate avec les portes logiques et les bistables nécessaires à la structuration du

numérateur. On arrive finalement à une structure de 36 portes logiques, chacune à minimum trois entrées et trois bistables.

Beaucoup plus fiable (peu de connexions) et plus simple s'avère l'implémentation suivant le schéma-bloc de la Fig. 1. Elle est plus recommandable spécialement dans le cas des automates complexes, à un grand nombre de variables d'entrée et de sortie.

En effectuant le bilan des états imposés par la séquence symbolique il en résulte un „dictionnaire" de 68 mots, chacun à 11 bits d'entrée et 6 bits de sortie, c'est-à-dire 12 Kbits. Celui-ci peut être implémenté dans une mémoire ROM à une capacité de 2 048 mots à 6 bits, c'est-à-dire 12 Kbits. Il en résulte une utilisation incomplète de cette mémoire.

Le nombre de bits/mot d'entrée peut être réduit en plusieurs cas particuliers. Ainsi, dans notre exemple, avec les bits qui correspondent aux variables primaires: $c_1,\ldots,c_6$ on ne forme que six numéros d'état [1], représentés par les numéros octales : 1 ; 2 ; 4; 10; 20 et 40 .Ils peuvent être codifiés en employant seulement trois variables : $u_2,u_1,u_0$.

Admettons que le „dictionnaire" de la conversion est precisé par les états :

$$\text{État} \rightarrow \frac{c_6c_5c_4 \cdot c_3c_2c_1}{u_2u_1u_0} \rightarrow \frac{1}{1};\ \frac{2}{2};\ \frac{4}{3};\ \frac{10}{4};\ \frac{20}{5};\ \frac{40}{6}.$$

Il en résulte le suivant „symbole de marquage" du circuit combinationnel qui réalise cette conversion :

$$u_2\ ;\ u_1\ ;\ u_0 = \bigcup^{c_6c_5c_4 \cdot c_3c_2c_1}$$

$u_0 = 1 : (1\ ;\ 4\ ;\ 20)\ ;\ u_0 = 0 : (2\ ;\ 10\ ;\ 40)$

$u_1 = 1 : (2\ ;\ 4\ ;\ 40)\ ;\ u_1 = 0 : (1\ ;\ 10\ ;\ 20)$

$u_2 = 1 : (10\ ;\ 20\ ;\ 40)\ ;\ u_2 = 0 : (1\ ;\ 2\ ;\ 4).$

En employant la méthode symbolique de minimisation, on obtient :

Pour $u_0 \rightarrow$ $20\ \frac{1/}{21^*}\ \overset{1}{0^*}\ /\ \overset{4}{5^*}\ 4 \rightarrow \underline{000}\ .\ \underline{001} \rightarrow \bar{c}_6\bar{c}_4\bar{c}_2.$ .....

Pour $u_1 \rightarrow$ $40\ \frac{2/}{42^*}\ \overset{2}{0^*}\ /\ \overset{4}{6^*}\ 4 \rightarrow \underline{000}\ .\ \underline{010} \rightarrow \bar{c}_5\ \bar{c}_1.$ .....

Pour $u_2 \rightarrow$ $40\ \frac{10/}{50^*}\ \overset{10}{0^*}\ /\ \overset{20}{30^*}\ 20 \rightarrow \underline{001}\ .\ 000 \rightarrow \bar{c}_3c_2c_1.$ .....

En employant ce circuit combinationnel simple le mot d'entrée est réduit de 11 à 8 bits et, par conséquent, on a besoin d'une mémoire de capacité plus réduite, c'est-à-dire de $2^8 = 256$ mots à 6 bits chacun (1/4 Kbits).

Pour inscrire le ROM il faut préciser le dictionnaire : mot entrée/mot sortie, c'est-à-dire les états modifiés de la séquence symbolique de travail de l'automate.

Ayant en vue le nouveau „rapport d'état" :

$$\text{État} \rightarrow \frac{js\ .\ u_2u_1u_0\ .\ (x_2x_1x_0)}{KCR\ .\ SDT},$$

en écrivant les numéros d'état dans leur ordre ascendent, „le dictionnaire" d'inscription du ROM doit être écrit codifiée sous la forme.

État : (000) : $\frac{5}{11}; \frac{6}{21}; \frac{10;15}{3}; \frac{16}{21}; \frac{20;21;22;23;24}{3}; \frac{25}{11}; \frac{26}{4}$.

État : (001) : $\frac{4}{11}; \frac{5}{20}; \frac{10;14}{3}; \frac{15}{21}; \frac{20}{5}; \frac{24}{11}; \frac{25;26}{5}$.

État : (010) : $\frac{3}{11}; \frac{4}{20}; \frac{5}{21}; \frac{10;13}{3}; \frac{14}{11}; \frac{20}{5}; \frac{23}{11}; \frac{24;25}{5}$.

Etat : (011) : $\frac{2}{11}; \frac{3}{20}; \frac{4}{21}; \frac{10;12}{3}; \frac{14}{21}; \frac{20}{5}; \frac{22}{11}; \frac{23;24}{5}$.

État : (100) : $\frac{1}{11}; \frac{2}{20}; \frac{3}{21}; \frac{10;11}{3}; \frac{12}{21}; \frac{20}{5}; \frac{21}{11}; \frac{22;23}{5}$.

État : (101) : $\frac{1;2}{21}; \frac{6}{11}; \frac{10}{5}; \frac{11}{21}; \frac{12;13;14;15;16}{5}; \frac{20}{3}; \frac{21}{43}; \frac{22;23;24;25}{3}; \frac{26}{11}$.

Une des possibilités d'implémentation de cet automate est présentée dans la Fig. 3.

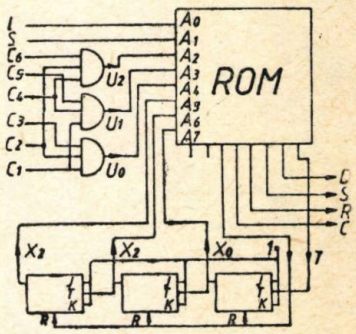


Fig. 3

## Conclusions

1. La méthode symbolique de synthèse des automates séquentiels asynchrones est appliquable aux automates complexes définis par un grand nombre de variables d'entrée et de sortie.

2. La solution de l'implémentation de l'automate avec des mémoires ROM et numérateur binaire résulte de l'application de cette méthode et permet l'augmentation de la fiabilité dans les conditions d'une grande complexité.

*Reçue le 25 février 1985*

*Institut Polytechnique, Jassy,*
*Chaire d'Électronique et Calculateurs*

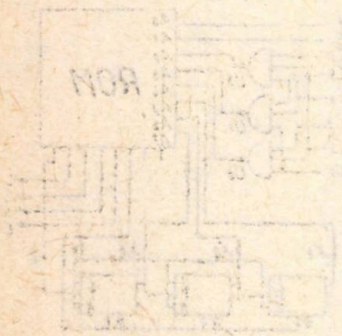
## BIBLIOGRAPHIE

1. Reus N., *Tratarea simbolică a schemelor de comutație.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1971.
2. Huțanu C., *Circuite logice și comenzi secvențiale.* Ed. Junimea, Iași, 1983.
3. Ivănescu M., Cauțil I., *Automate industriale.* Ed. Scrisul românesc, Craiova, 1984.
4. Maican S., *Sisteme numerice cu circuite integrate.* Ed. Tehn., Buc., 1980.

## SINTEZA AUTOMATELOR SECVENȚIALE ASINCRONE PRIN METODA SIMBOLICĂ

(Rezumat)

Plecînd de la o nouă formă a „raportului de stare", folosit la descrierea simbolică a secvenței de lucru a unui automat secvențial asincron, se deduce o structură de automat implementat cu memorie ROM și numărător binar, aplicabilă automatelor complexe, definite printr-un număr mare de variabile de intrare și ieșire.


NOR

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

C.D. 535.61-15 ; 621-52

# UNE MÉTHODE DE RÉALISATION D'UN SYSTÈME MULTICANAUX DE TÉLÉCOMMANDE PAR RAYONNEMENT INFRAROUGE

PAR

LAURENŢIU DIMITRIU, C. ORIŢĂ et ADRIAN CÂRSTESCU

## 1. Introduction

Les procédés de télécommande pour le domaine courant et qoutidien ont fait d'énormes progrès ces dernières années. Le système de télécommande par radio est déjà devenu classique. Tout récemment les systèmes de transmission par rayonnement infrarouge et ultrasons sont de plus en plus utilisés. Ces deux derniers systèmes sont les plus pratiques pour les applications courantes, comme par exemple la télécommande d'un téléviseur, grâce à leur prix reduit et à leur portée suffisante. Grâce aux avantages de bruit, la grande vitesse de propagation qui n'introduit pas d'erreurs de phase entre le rayon principal et n'importe quel rayon reflété, les systèmes de transmission par rayonnement infrarouge sont les plus utilisés.

On peut réaliser des télécommandes à un seul canal ou bien des systèmes multicanaux. Les systèmes monocanaux sont en général extrêmement simples à réaliser. Les systèmes multicanaux utilisent des transmissions basées sur la modulation des impulsions (durée, fréquence, code). En utilisant la modulation du code ont été réalisés des systèmes disponibles sur le marché avec 128 canaux [1], [2]. Les circuits intégrés utilisés sont réalisés en technologie LSI et sont compétitifs pour les grandes séries de fabrication.

## 2. Le principe de la méthode

La méthode proposée a permis de réaliser un système de télécommande a 11 canaux, en utilisant une double modulation de la période des impulsions. Le signal qui porte l'information utile pour la transmission se présente comme dans la Fig. 1. On observe qu'il se transmet des paires d'impulsions très brèves à la distance de $T_M$, tandis que la distance entre deux impulsion est $T_m$ . $T_M$ et $T_m$ peuvent être variés pour réaliser une certaine situation qui permet la sélection d'une certaine commande à l'aide d'une touche. Sans sélection d'une certaine commande, le signal qui a la forme présentée dans la Fig. 1, a les caractéristiques suivantes :

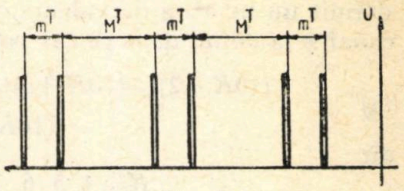


Fig. 1

$$T_{m1}=T_{m\min},\quad T_{M1}=T_{M\max}.$$

À la sélection d'une commande l'un au moins des deux paramètres $T_m$ ou $T_M$ est différent par rapport aux valeurs extrêmes $T_{m\min}$, respectivement $T_{M\max}$. Si on note avec 0, 1, ... , 8, 9, $C$ les 11 canaux commandés par le système, les caractéristiques de temps pour les signals seront celles données dans le Tableau 1.

**Tableau 1**

| Canal | $T_m$ | $T_M$ |
|---|---|---|
| 0 | $T_{m0}$ | $T_M$ max |
| 1 | $T_{m1}$ | $T_M$ max |
| 2 | $T_{m2}$ | $T_M$ max |
| 3 | $T_{m3}$ | $T_M$ max |
| 4 | $T_{m4}$ | $T_M$ max |
| 5 | $T_m$ min | $T_{M5}$ |
| 6 | $T_m$ min | $T_{M6}$ |
| 7 | $T_m$ min | $T_{M7}$ |
| 8 | $T_m$ min | $T_{M8}$ |
| 9 | $T_m$ min | $T_{M9}$ |
| $C$ | $T_{mC}$ | $T_{MC}$ |
| sans commande | $T_m$ min | $T_M$ max |

On précise que $C$ est un canal à destination spéciale.

Les mesures spécifiques qui résultent du Tableau 1 forment deux séries :

(1) $T_{m0}<T_{m1}<T_{m2}<T_{m3}<T_{m4}<T_{mC}$,

(2) $T_{M5}<T_{M6}<T_{M7}<T_{M8}<T_{M9}<T_{MC}$.

Pour la série (1) est utilisée la suivante distribution des termes :

(3) $45t_m$, $55t_m$, $65t_m$, $75t_m$, $85t_m$, $95t_m$

et pour la série (2) la distribution est :

(4) $45t_M$, $55t_M$, $65t_M$, $75t_M$, $85t_M$, $95t_M$;

$t_m$ et $t_M$ sont deux périodes de temps qui sont choisies compte tenu de la réalisation pratique du système. Pour une séparation correcte des canaux des deux séries il faut que :

(5) $$T_{mC}<T_{M5}.$$

Avec les valeurs précisées dans (3), (4), il résulte :

(6) $$95t_m<45t_M,$$

c'est-à-dire

(7) $$\frac{t_m}{t_M}<\frac{9}{19}.$$

Les valeurs indiquées pour les termes des deux séries sont des valeurs centrales. Pour ne pas soliciter des composants de très bonnes tolérances, on définit un nombre de valeurs centrées sur les termes des séries (3), (4). Un canal sera défini dans ce cas par une des valeurs :

(8) $$(10K+2)t,\ (10K+3)t,\ (10K+4)t,\ (10K+5)t,\ (10K+6)t,$$
$$(10K+7)t,\ (10K+8)t,$$

où

$$K=4, 5, 6, 7, 8 \text{ et } t=t_m \text{ ou } t=t_M.$$

Les valeurs $(10K-1)t$, $10Kt$, $(10K+1)t$ séparent deux canaux adjacents, ceux-là n'étant pas pris en considération par le décodeur du récepteur. Dans ce cas, la condition de séparation des séries est :

(9) $$\overline{T_{mC}}<\underline{T_{M5}},$$

ce qui conduit à la condition :

$$98t_m < 42t_M. \tag{10}$$

Il résulte :

$$\frac{t_m}{t_M} < \frac{3}{7}. \tag{11}$$

L'émetteur transmet un signal de rayonnement infrarouge sous la forme de la Fig. 1. À la réception les impulsions sont captées par un photodétecteur des infrarouges et puis elles sont amplifiées. Après l'amplification il suit la formation des impulsions très brèves, pour obtenir un signal pareil à celui de la Fig. 1. Les paramètres du temps seront conformément à la fonction commandée, comme il est présenté dans le Tableau 1.

Le décodage sera basé sur le chronométrage avec deux circuits ayant les périodes $t_m$, $t_M$, dans les intervalles de temps $T_m$, respectivement $T_M$. Pour les commandes 0, 1, 2, 3, 4, on observe que $T_M$ a la valeur $P_{M\max}$ qui n'est pas décodée par le circuit ayant la période $t_M$ ; d'une manière identique, les commandes 5, 6, 7, 8, 9 seront décodées par le circuit du chronomètre de période $t_M$, tandis que $T_m$ aura la valeur $T_{m\min}$ et ne sera pas décodée par le circuit du chronomètre $t_m$. Le chronométrage est basé sur le compte des impulsions $t_m$ et $t_M$ dans les intervalles de temps $T_m$, respectivement $T_M$. Le décodeur doit reconnaître les nombres présents dans la relation (8). L'identification de la commande $C$ nécessite de réaliser d'une manière simultanée une paire à la forme :

$$(96 \text{ ou } 97 \text{ ou } 98)t_m \text{ et } (96 \text{ ou } 97 \text{ ou } 98)t_M. \tag{12}$$

Cette condition est très difficile à réaliser avec un autre émetteur si le système n'est pas connu, puisque $t_m$ et $t_M$ sont deux paramètres indépendents.

Pour transmettre les informations aux canaux correspondants il est nécessaire un démultiplexeur. Pour éviter les effets de quelques phénomènes indésirables (oscillations des touches, régimes transitoires), on a utilisé un circuit intégrateur qui permet la validation du décodage seulement après un temps suffisant pour que les phénomènes présentés disparaissent.

### 3. Les problèmes technologiques

Pour la réalisation pratique du système de télécommande multicanaux qui fonctionne sur le principe présenté ci-dessus, on doit considérer les problèmes suivants :

1. Pour assurer un petit courant pour l'émetteur qui doit être miniaturisé et alimenté par une pile, il est nécessaire que les impulsions du signal, qui a la forme de la Fig. 1, soient très brèves et le facteur de remplissage très bas. La période des impulsions générées est située entre 13,2 et 85 ms, tandis que la durée des impulsions est de 0,2 ms (le facteur de remplissage est 0,00235 + 0,015).

2. Pour pouvoir disposer d'une portée suffisante (10 *m* ou de plus), il est nécessaire d'alimenter la diode infrarouge avec un courant de l'ordre de l'ampère. Cela n'est possible qu'en provoquant cette alimentation pendant quelques μs seulement, en stockant préalablement l'énergie dans une capa-

cité. Proprement dit les impulsions très brèves de la Fig. 1 sont des successions d'impulsions d'une fréquence de 40 KHz.

3. La réduction de l'influence des perturbations extérieures, pour assurer une grande portée, nécessite un amplificateur très sensible. La principale source de perturbation est la radiation électromagnétique. Pour eliminer les effets de ces perturbations on a utilisé un amplificateur sélectif à deux circuits accordés à une fréquence de 40 KHz.

4. La séparation correcte des canaux ; pour l'émetteur le problème essentiel est celui de réaliser la modification des temps $T_m$ et $T_M$ conformément au Tableau 1 et à la relation (8). Dans ce but sont utilisés des groupes $RC$, en modifiant par l'intermédiare des touches seulement les résistances. Les résistances sont réalisées par la connection de 1...3 résistances d'une tolérance de 1...2 $^0/_{00}$. Il faut que les capacités soient de bonne qualité et très stables dans le temps. Au récepteur le problème est de réaliser deux bases de temps ($t_m$ et $t_M$) de bonne stabilité. En utilisant deux oscillateurs avec 555 on satisfait très bien cette condition . Il faut que les durées $t_m$ et $t_M$ soient ajustées pour mettre au point le système.

5. La suppresion de l'effet indésirable des processus transitoires à l'action d'une touche. Le phénomène apparaît grâce à la modification des paramètres des temps $T_{m\min}$ et $T_{M\max}$ à l'une des valeurs présentées dans le Tableau 1 ; dans ce but on utilise dans le récepteur un circuit intégrateur qui a la constante de temps plus grande que la durée des processus transitoires.

6. Les possibilités les plus réduites de réaliser des commandes en utilisant une source étrangère de signal. Le problème est critique pour la commande qui a une destination spéciale, $C$. En prenant en considération les valeurs usuelles des temps $t_m$ et $t_M$ utilisés dans les systèmes infrarouges et une constante de temps pour l'intégrateur de 1 s il résulte statistiquement un temps d'environ 29 h pour trouver les paires $T_{mC}$ et $T_{MC}$.

*Reçue le 11 août 1985*

*Institut Polytechnique, Jassy,*
*Chaire d'Électronique et de Calculateurs*

## BIBLIOGRAPHIE

1. * * * *Design Examples of Semiconductor Circuits*. Siemens, 1977/78.
2. * * * *Technical Information* 048. *Comprehensive Remote Control System for TV*. MBLE, 1978

## O METODĂ DE REALIZARE A UNUI SISTEM DE TELECOMANDĂ MULTICANAL CU RADIAŢIE INFRAROŞIE

(Rezumat)

Se prezintă o metodă de realizare a telecomenzii cu radiaţie infraroşie pentru un sistem cu 11 canale. Sînt deduse principalele relaţii ce stau la baza funcţionării sistemului şi pe această bază sînt prezentate problemele practice ce urmează a fi rezolvate. În final se prezintă principalele probleme de tehnologie ce au trebuit să fie rezolvate cu ocazia realizării practice a sistemului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

C.D. 621 - 52 : 621 .313.322

# POSSIBILITÉS D'UTILISATION DES MODÈLES D'ORDRE RÉDUIT DANS LE PROBLÈME DE LA COMMANDE OPTIMALE DE L'EXCITATION DU GÉNÉRATEUR SYNCHRONE

PAR

VIRGIL ALEXANDRESCU

## 1. Introduction

De nombreux études concernant le problème de la commande optimale de l'excitation du générateur synchrone font appel aux représentations d'état très diversifiées et, surtout, aux modèles à différents degrés de précision [4]...[6]. De plus, il n'y a pas encore des confrontations systématiques entre les résultats obtenus à l'aide des modèles de divers ordres, mettant en relief les possibilités offertes par les modèles d'ordre réduit pour réaliser des commandes sous-optimales. Celles-ci sont unanimement reconnues comme un moyen efficace afin de diminuer l'effort de calcul de même que les difficultés d'implémentation de la commande optimale.

Dans ce qui suit on présente quelques résultats qui mettent en évidence l'influence de l'ordre du modèle d'état sur la solution du problème de commande optimale de l'excitation d'un générateur synchrone, connecté aux barres de puissance infinie par un réseau de transport de l'énergie électrique (Fig. 1). Pour ce cas on a étudié le problème de l'optimalisation quadratique linéaire, exposé brièvement dans l'annexe A.1.

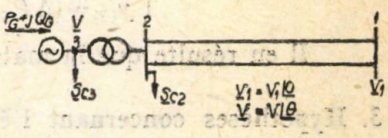


Fig. 1

## 2. Modèles mathématiques

Le modèle d'état linéaire développé dans les annexes A.2 et A.3 décrit d'une manière précise les phénomènes électromagnetiques de la machine synchrone et, par conséquent, peut être considéré exact. Dans ce modèle, que l'on a dénommé $M_1$, le vecteur d'état est d'ordre huit, pouvant être écrit sous la forme :

$$x_{(1)}=(\Delta\Psi_d, \Delta\Psi_q, \Delta\Psi_f, \Delta\Psi_D, \Delta\Psi_Q, \Delta\delta, s, \Delta c_m)^T. \tag{1}$$

En utilisant des procédés d'approximation classiques on définit encore deux modèles d'ordre réduit par rapport à $M_1$, à savoir:

a) le modèle $M_2$, d'ordre six, pour lequel le vecteur d'état devient

$$x_{(2)}=(\Delta\Psi_f, \Delta\Psi_D, \Delta\Psi_Q, \Delta\delta, s, \Delta c_m)^T, \tag{2}$$

en imposant les conditions $\Delta\dot{\Psi}_d=\Delta\dot{\Psi}_q=0$ ;

b) le modèle $M_3$, d'ordre quatre, avec le vecteur d'état :

$$x_{(3)}=(\Delta\Psi_f,\ \Delta\delta,\ s,\ \Delta c_m)^T, \tag{3}$$

correspondant aux conditions $\Delta\dot{\Psi}_d=\Delta\dot{\Psi}_q=0$, $r_D=r_Q=\infty$.

Finalement on obtient les équations d'état d'ordre $n$ :

$$\dot{x}_{(m)}=A_m x_{(m)}+B_m u_m+Z_m,\quad y_{(m)}=C_m x_{(m)}+D_m, \tag{4}$$

où $m\in\{1, 2, 3\}$ est un indicateur du modèle $M_m$ et $n\in\{8, 6, 4\}$. On observe que $n$ dépend de $m$ selon une règle simple.

À la différence des équations (A. 1.1) le système (4) contient les vecteurs colonnes constants $Z_m$ et $D_m$, mettant en évidence l'effet des petites perturbations en échelon, ainsi que l'on a précisé dans l'annexe A.3.

Puisqu'on a supposé que la loi de commande optimale est implémentée par une réaction en fonction de la sortie, pour chaque modèle le vecteur de sortie est défini d'une telle manière qu'il réalise une correspondance biunivoque avec le vecteur d'état. Dans [7] on a montré que les éléments du vecteur de sortie peuvent être choisis convenablement parmi les grandeurs de sortie mesurables : $\Delta P_G$, $\Delta V$, $\Delta I$, $\Delta I_f$, $\Delta\delta$, $\dot{s}$, $s$, $\Delta c_m$, $\Delta\dot{P}_G$, $\Delta\dot{V}$, $\Delta\dot{I}$, $\Delta\dot{I}_f$, $\zeta$, où $\zeta$ représente une certaine combinaison linéaire de $\Delta\dot{P}_G$ et $\Delta\dot{V}$, indépendante de la commande. Dans ce travail on a choisi les vecteurs de sortie de la forme :

$$\begin{cases} y_{(1)}=(\Delta P_G,\ \Delta V,\ \Delta I_f,\ \zeta,\ \dot{s},\ \Delta\delta,\ s,\ \Delta c_m)^T, \\ y_{(2)}=(\Delta P_G,\ \Delta V,\ \Delta I_f,\ \Delta\delta,\ s,\ \Delta c_m)^T, \\ y_{(3)}=(\Delta P_G,\ \Delta V,\ \dot{s},\ s)^T. \end{cases} \tag{5}$$

Il en résulte que la matrice $C_m$ de (4) est carrée et régulière.

### 3. Hypothèses concernant l'étude comparative sur les modèles proposés

En reprenant le problème de l'optimalisation quadratique pour le système (4), le critère (A.1.2), que l'on veut rendre minimal, devient en particulier :

$$J=\int_0^\infty (x_{(m)}^T Q_d^{(m)} x_{(m)}+r_d u_m^2)\,dt, \tag{6}$$

où $Q_d^{(m)}\geqslant 0$ est une matrice diagonale et $r_d$ — une constante positive.

La loi de commande optimale, synthétisée comme d'habitude pour des perturbations du type impulsionnel ($Z_m=D_m=0$, $x_{(m)}(0)\neq 0$), est de la forme :

$$u_m=k_{xm}x_{(m)}=k_{ym}y_{(m)}, \tag{7}$$

où

$$k_{xm}=-r_d^{-1}B_m^T K_m,\quad k_{ym}=k_{xm}C_m^{-1}, \tag{8}$$

$K_m$ étant la solution de l'équation de Riccati (A.1.5) et $k_{xm}$, $k_{ym}$ — les matrices de réaction en fonction d'état et de sortie, de dimensions $1\times n$. En détail on a :

$$(9)\quad \begin{cases} k_{x1}=(k_{\Delta\Psi_d},\ k_{\Delta\Psi_q},\ k_{\Delta\Psi_f},\ k_{\Delta\Psi_D},\ k_{\Delta\Psi_Q},\ k_{x\Delta\delta},\ k_{xs},\ k_{x\Delta c_m}), \\ k_{x2}=(k_{\Delta\Psi_f},\ k_{\Delta\Psi_D},\ k_{\Delta\Psi_Q},\ k_{x\Delta\delta},\ k_{xs},\ k_{x\Delta c_m}), \\ k_{x3}=(k_{\Delta\Psi_f},\ k_{x\Delta\delta},\ k_{xs},\ k_{x\Delta c_m}) \end{cases}$$

et

$$(10)\quad \begin{cases} k_{y1}=(k_{\Delta P_G},\ k_{\Delta V},\ k_{\Delta I_f},\ k_\zeta,\ k_{\dot{s}},\ k_{\Delta\delta},\ k_s,\ k_{\Delta c_m}), \\ k_{y2}=(k_{\Delta P_G},\ k_{\Delta V},\ k_{\Delta I_f},\ k_{\Delta\delta},\ k_s,\ k_{\Delta c_m}), \\ k_{y3}=(k_{\Delta P_G},\ k_{\Delta V},\ k_{\dot{s}},\ k_s). \end{cases}$$

On a calculé plusieurs variantes d'optimalisation, individualisées par des valeurs différentes de $Q_d$ et $r_d$. À chaque variante correspondent trois problèmes d'optimalisation se rapportant aux modèles différents. Il faut encore préciser qu'on a introduit des pénalisations concernant seulement les variables d'état communes.

L'étude comparative comprend l'analyse de trois aspects concernant le comportement des modèles proposés relativement au processus optimal: la place des valeurs propres dans le plan complexe, la réponse dûe aux perturbations du type impulsionnel et la réponse dûe aux perturbations en échelon.

## 4. Résultats numériques et conclusions

L'étude de été effectuée à l'aide d'un programme de calcul automatique pour le schéma de la Fig. 1 avec les données de l'annexe A. 4.

On présente ci-dessous quelques résultats significatifs obtenus pour le régime permanent de référence, caractérisé par la charge capacitive du générateur ($P_G=175$ MW, $Q_G=-50$ Mvar), dans la variante d'optimalisation avec le critère :

$$(11)\quad J=\int_0^\infty [(\Delta\Psi_f^2+5\Delta\delta^2+100\,s^2+\Delta c_m^2)\cdot 10^{-3}+6u^2]\mathrm{d}t.$$

Le Tableau 1 contient les valeurs numériques des coefficients de réaction en fonction de sortie et les valeurs propres du système optimal associées aux variables d'état respectives.

**Tableau 1**

| Modèle | $k_y$ | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $k_{\Delta P_G}$ | $k_{\Delta V}$ | $k_{\Delta I_f}$ | $k_\zeta$ | $k_{\dot{s}}$ | $k_{\Delta\delta}$ | $k_s$ | $k_{\Delta c_m}$ |
| $M_1$ | −0.0516 | −0.0155 | −0.0046 | −0.0221 | −0.0206 | 0.0223 | 0.803 | 0.0594 |
| $M_2$ | −0.0198 | −0.0191 | −0.0046 | — | — | 0.0212 | 0.8042 | 0.0281 |
| $M_3$ | 0.02 | −0.0972 | — | — | 0.1902 | — | 2.15 | — |

| Modèle | Valeurs propres | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $\lambda_1$ ($\Delta\Psi_d$) | $\lambda_2$ ($\Delta\Psi_q$) | $\lambda_3$ ($\Delta\Psi_f$) | $\lambda_4$ ($\Delta\Psi_D$) | $\lambda_5$ ($\Delta\Psi_Q$) | $\lambda_6$ ($\Delta\delta$) | $\lambda_7$ ($s$) | $\lambda_8$ ($\Delta_{cm}$) |
| $M_1$ | −36.5±j 604.95 | | −12.9 | −7.09±j 1.22 | | −2.65±j 9.37 | | −0.0253 |
| $M_2$ | — | | −12.93 | −7.09±j 1.25 | | −2.64±j 9.36 | | −0.0249 |
| $M_3$ | — | | −6.81 | — | | −3.02±j 8.91 | | −0.025 |

Les Fig. 2...4 présentent les courbes d'oscillation de la fonction de commande $u(t)$ et des grandeurs $\Delta V$, $\Delta\delta$, constituant une partie de la réponse à une petite perturbation impulsionnelle arbitraire.

Les mêmes grandeurs, représentant cette fois la réponse à une petite perturbation en échelon appliquée au noeud *2*, de valeur $\delta P_2 = 8$ MW, $\delta Q_2 = 3$ Mvar, sont tracées dans les Fig. 5...7.

De l'analyse générale des résultats se détachent les conclusions suivantes:

1. Dans toutes les variantes d'optimalisation la position des valeurs propres dans le plan complexe de même que les réponses aux perturbations mettent en évidence un grand rapprochement entre les processus optimaux calculés par les modèles $M_2$ et $M_1$. On peut ainsi conclure que dans les études de commande optimale $M_2$ peut être utilisé comme un modèle de référence.

2. Quant au processus optimal attaché au modèle $M_3$ on peut distinguer plusieurs particularités par rapport au modèle exact :

a) De grandes contraintes imposées sur la variable $\Delta\delta$ conduisent à l'augmentation de l'amortissement des oscillations électromécaniques (v. la paire $\lambda_6 - \lambda_7$, Tableau 1), tandis que l'amortissement des grandeurs élec-

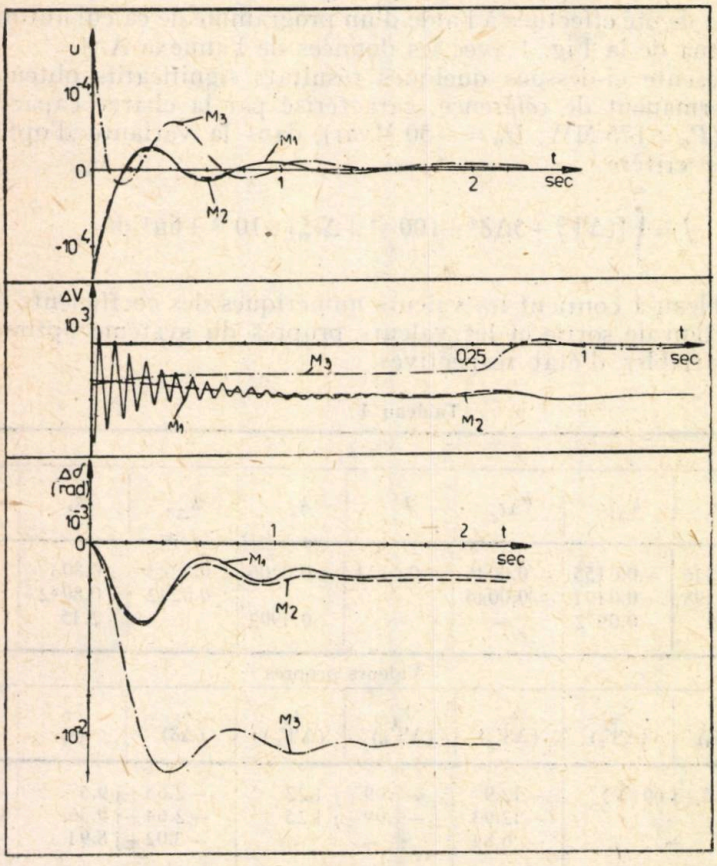



Fig. 5

Fig. 6

Fig. 7

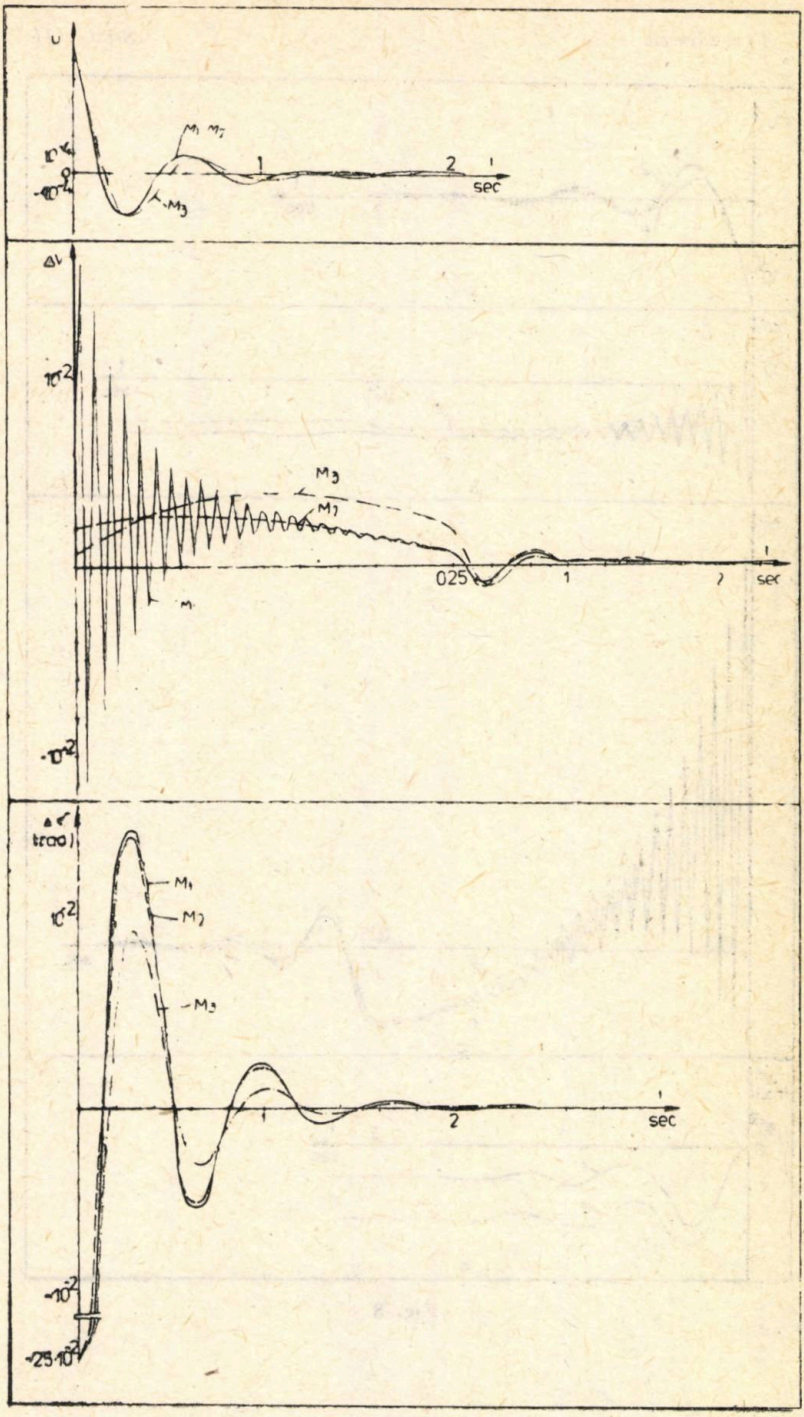



Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

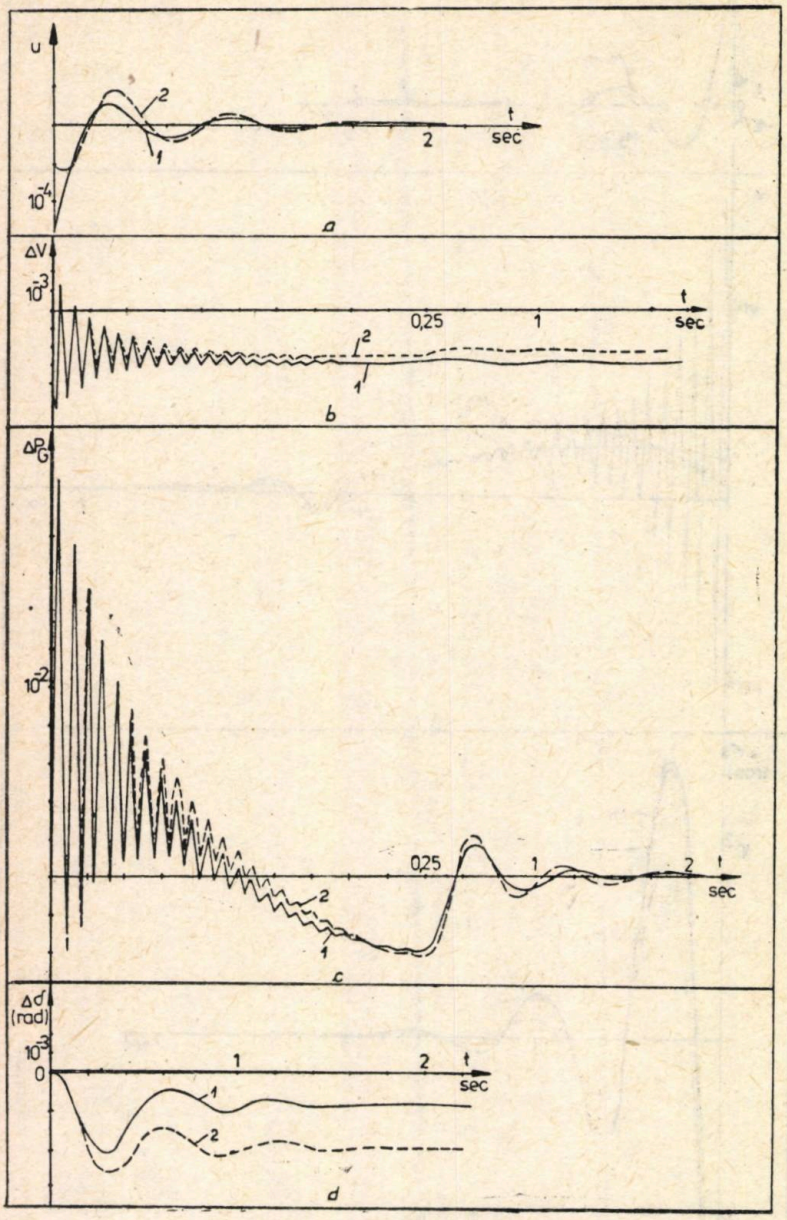

u
2
1
t
sec
2
$10^{-4}$
a
ΔV
$10^{-3}$
0,25
1
t
sec
2
1
b
$\Delta P_0$
$10^{-2}$
0,25
1
2
t
sec
2
1
c
Δd
(rad)
$10^{-3}$
0
1
2
t
sec
1
2
d

Fig. 8

tromagnétiques manifeste une tendance contraire. On a constaté aussi que l'augmentation de la pénalisation concernant la variable $\Delta\Psi_f$ produit le rapprochement des valeurs propres dominantes des modèles $M_3$ et $M_1$.

b) La réponse aux perturbations impulsionnelles (Fig. 2...4) indique une description suffisamment précise de la fonction de commande. De plus, les fréquences d'oscillation et la durée du processus sont très approchées des valeurs exactes.

c) La réponse aux perturbations en échelon (Fig. 5...7) reflète une amplitude plus grande de la première oscillation, fortement marquée dans la variation des grandeurs $\Delta I_f$, $s$, $\Delta c_m$, pendant que la direction du saut initial de la commande est opposée.

d) Une caractéristique essentielle de la réponse aux perturbations en échelon consiste dans le fait que les erreurs permanentes sont de plusieurs fois plus grandes rapport à $M_1$ dans le cas des variables $u$, $\Delta I_f$, $\Delta\delta$ et de dizaines fois plus petites pour la variable $\Delta V$, ce qui signifie une précision élevée dans le réglage de la tension du générateur. Cette dernière affirmation est soutenue par la valeur élevée de l'élément $k_{\Delta V}$ de $k_{y3}$, qui se fait remarquée pour tout critère quadratique.

Afin d'étudier les possibilités de réaliser des commandes sous-optimales, la loi de commande optimale synthétisée à l'aide du modèle $M_3$ a été implémentée dans le modèle $M_1$, en utilisant deux procédés :

1. Par une réaction en fonction du vecteur de sortie $y_{(1)}$. Dans ce but on peut écrire :

$$u_3 = k_{x3} x_{(3)} = k'_{x1} x_{(1)} = k'_{x1} C_1^{-1} y_{(1)},$$

où la matrice

$$k'_{x1} = (0,\ 0,\ k_{\Delta\Psi_f},\ 0,\ 0,\ k_{x\Delta\delta},\ k_{xs},\ k_{x\Delta c_m})$$

a les éléments non nuls identiques aux éléments de la matrice $k_{x3}$.

2. Par une réaction en fonction du vecteur de sortie $y_{(3)}$. Dans ce cas:

$$u_3 = k_{y3} y_{(3)} = k'_{y1} y_{(1)},$$

où la matrice

$$k'_{y1} = (k_{\Delta P_G},\ k_{\Delta V},\ 0,\ 0,\ k_{\dot{s}},\ 0,\ k_s,\ 0)$$

a les éléments non nuls identiques aux éléments de la matrice $k_{y3}$.

En tous les deux cas on obtient des performances satisfaisantes. Pourtant le premier procédé conduit aux performances transitoires plus proches du processus optimal (Fig. 8 ; *1*—processus optimal, *2*—processus sous-optimal), tandis que le deuxième, en compensation, se caractérise par une meilleure précision dans le réglage de la tension et par une réaction de sortie simplifiée.

## ANNEXES

### A.1. Problème de l'optimalisation quadratique linéaire

Traité dans une riche littérature, c'est un type de problème dont la solution peut être trouvée analytiquement. Soit un système linéaire invariant, supposé complètement et uniformément gouvernable et observable, écrit sous la forme vectorielle :

(A.1.1) $$\dot{x}(t)=Ax(t)+Bu(t),\ y(t)=Cx(t),$$

où l'on a noté par : $x(t)\in R^n$ — le vecteur d'état, $u(t)\in R^r$ — le vecteur de commande, $y(t)\in R^m$ — le vecteur de sortie, $A$, $B$, $C$ — des matrices constantes de dimensions respectives $n\times n$, $n\times r$, $m\times n$.

La stabilisation optimale du système (A.1.1), arrivé dans l'état initial $x(0)\neq 0$ par suite d'une perturbation du type impulsionnel, représente un problème de commande optimale sur un intervalle infini avec le critère quadratique :

(A.1.2) $$J=\int_0^\infty (x^TQ_dx+u^TR_du)\ dt,$$

où les matrices carrées $Q_d\geq 0$, $R_d>0$ introduisent une certaine pénalisation affectant les variables d'état et de commande. Il est à remarquer que l'indice supérieur $T$ signifie la transposition des matrices.

On se rappèle que la solution d'un tel problème — la loi de commande optimale — s'exprime linéairement [1]...[3] en fonction du vecteur d'état :

(A.1.3) $$u(t)=-R_d^{-1}B^TKx(t),$$

de sorte que le système optimal obtenu :

(A.1.4) $$\dot{x}(t)=Gx(t),$$

avec $G=A-BR^{-1}B^TK$, soit asymptotiquement stable au sens large.

La synthèse de la loi (A.1.3) exige le calcul de la matrice carrée $K$, constante et symétrique. C'est l'unique solution définie positive de l'équation algébrique matricielle de R i c c a t i :

(A.1.5) $$A^TK+KA-KBR_d^{-1}B^TK+Q_d=0.$$

Il y a beaucoup de méthodes mentionnées dans la littérature concernant la solution de l'équation (A.1.5). Dans ce travail on a calculé $K$ à l'aide d'un algorythme itératif sur l'équation du type L y a p o u n o f :

(A.1.6) $$G^TK+KG=-Q_d-k^TR_dk,$$

où $k=-R_d^{-1}B^TK$ et $G=A+Bk$, la solution en étant obtenue en 10...15 itérations.

### A.2. Modèle du générateur synchrone

Dans la Fig. 9 on a représenté pour le schéma de la Fig. 1 les axes orthogonaux, longitudinal ($d$) et transversal ($q$), liés rigidement au rotor du générateur et le système de reférence ($+1$, $+j$) du réseau.

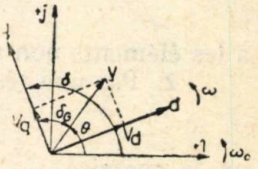



Fig. 9

Les processus électromagnétiques du générateur peuvent être décrits par l'équation différentielle matricielle :

(A.2.1) $$-\frac{1}{\omega_0}\begin{bmatrix}\dot{\Psi}_d\\ \dot{\Psi}_q\\ \dot{\Psi}_f\\ \dot{\Psi}_D\\ \dot{\Psi}_Q\end{bmatrix}+\omega\begin{bmatrix}\Psi_q\\ -\Psi_d\\ 0\\ 0\\ 0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}V_d\\ V_q\\ -V_f\\ 0\\ 0\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}R & & & & \\ & R & & & \\ & & r_f & & \\ & & & r_D & \\ & & & & r_Q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_d\\ I_q\\ I_f\\ I_D\\ I_Q\end{bmatrix}$$

et l'équation algébrique matricielle :

(A.2.2) $$\begin{bmatrix}\Psi_d\\ \Psi_q\\ \Psi_f\\ \Psi_D\\ \Psi_Q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}x_d & 0 & -x_{md} & -x_{md} & 0\\ 0 & x_q & 0 & 0 & -x_{mq}\\ -x_{md} & 0 & x_f & x_{md} & 0\\ -x_{md} & 0 & x_{md} & x_D & 0\\ 0 & -x_{mq} & 0 & 0 & x_Q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_d\\ I_q\\ I_f\\ I_D\\ I_Q\end{bmatrix},$$

où les flux magnétiques, les courants et les tensions sont attachés aux divers circuits équivalents, specifiés par les indices : $d, q$ — pour les circuits du stator, $f$ — pour le circuit d'excitation, $D, Q$ — pour les circuits d'amortissement, longitudinal et transversal.

De plus, on a noté par : $R$ — la résistance du stator, $\omega_0$ — la vitesse électrique synchrone, $\omega$ — la vitesse électrique instantanée du rotor ; $x_d$, $x_q$, $x_f$, $x_D$, $x_Q$, $r_f$, $r_D$, $r_Q$ — les réactances et les résistances des circuits correspondants ; $x_{md}$, $x_{mq}$ — les réactances de magnétisation le long des axes $d$ et $q$.

Par linéarisation autour d'un régime de fonctionnement permanent, les équations (A.2.1) deviennent, en tenant compte des expressions des courants tirées de (A.2.2) :

$$\begin{vmatrix} \Delta\dot{\Psi}_d \\ \Delta\dot{\Psi}_q \\ \Delta\dot{\Psi}_f \\ \Delta\dot{\Psi}_D \\ \Delta\dot{\Psi}_Q \end{vmatrix} = -\omega_0 \begin{vmatrix} Ra_1 & -1 & Ra_2 & Ra_3 & 0 \\ 1 & Rb_1 & 0 & 0 & Rb_2 \\ r_f a_2 & 0 & r_f a_4 & r_f a_5 & 0 \\ r_D a_3 & 0 & r_D a_5 & r_D a_6 & 0 \\ 0 & r_Q b_2 & 0 & 0 & r_Q b_3 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta\Psi_d \\ \Delta\Psi_q \\ \Delta\Psi_f \\ \Delta\Psi_D \\ \Delta\Psi_Q \end{vmatrix} + \omega_0 s \begin{vmatrix} \psi_{q0} \\ -\psi_{d0} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} - \omega_0 \begin{vmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \\ -\Delta V_f \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}, \tag{A.2.3}$$

où les coefficients $a$, $b$ sont exprimés en fonction des réactances de la machine.

À partir de l'équation bien connue du mouvement du rotor et en adoptant l'équation du régulateur de vitesse de la forme :

$$\frac{\Delta c_m}{s} = -\frac{1+pm}{\sigma+p\tau}, \tag{A.2.4}$$

où $p = \mathrm{d}/\mathrm{d}t$, on arrive à l'équation différentielle matricielle des processus transitoires électromécaniques :

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\delta} \\ \dot{s} \\ \Delta\dot{c}_m \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} \omega_0 & 0 \\ -\dfrac{D}{T_J} & \dfrac{1}{T_J} \\ \dfrac{P_n}{\tau}\left(\dfrac{mD}{T_J}-1\right) & -\dfrac{1}{\tau}\left(\dfrac{mP_n}{T_J}+\sigma\right) \end{vmatrix} \begin{bmatrix} s \\ \Delta c_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\dfrac{1}{T_J} \\ \dfrac{mP_n}{\tau T_J} \end{bmatrix} \Delta c_e, \tag{A.2.5}$$

où l'on a noté par : $\Delta\delta$ — l'écart angulaire par rapport à l'axe synchrone, $s = \Delta\omega/\omega_0$ — le glissement, $\Delta c_m$ — l'écart du couple mécanique, $\Delta c_e$ — l'écart du couple électromagnétique, $P_n$ — la puissance nominale du générateur, $D$ — le coefficient d'amortissement mécanique, $T_J$ — la constante d'inertie, $\sigma$, $\tau$, $m$ — les constantes du régulateur de vitesse.

Toutes les grandeurs introduites ci-dessus, excepté le temps, sont rapportées aux grandeurs de base : $S_b$[MVA], $V_b$[kV], $\omega_0$[rad . $s^{-1}$].

Les équations (A.2.3), (A.2.5) constituent un modèle linéaire ayant les composants du vecteur d'état: $\Delta\Psi_d$, $\Delta\Psi_q$, $\Delta\Psi_f$, $\Delta\Psi_D$, $\Delta\Psi_Q$, $\Delta\delta$, $s$, $\Delta c_m$ et la grandeur de commande $u = \Delta V_f$ — l'écart de la tension appliquée au circuit d'excitation. La forme définitive du modèle s'obtient en éliminant les variables $\Delta c_e$, $\Delta V_d$, $\Delta V_q$. $\Delta c_e$ résulte en linéarisant l'expression du couple électromagnétique :

$$c_e = \Psi_q I_d - \Psi_d I_q. \tag{A.2.6}$$

Le remplacement des variables $\Delta V_d$ et $\Delta V_q$ réclame l'intervention du modèle du réseau électrique.

### A.3. Modèle du reseau

En négligeant le processus transitoire dans le réseau et la variation des paramètres en fonction de la fréquence, on a écrit les bilans linéarisés des puissances aux noeuds du schéma équivalent du régime permanent (Fig. 10), en introduisant des petites per-

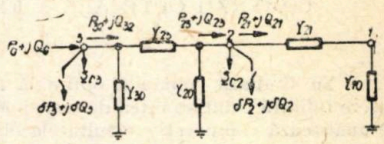


Fig. 10

turbations réelles, en échelon. Ce sont des variations instantanées, suffisamment petites, des puissances actives et réactives consommées aux noeuds : $\delta P_i$, $\delta Q_i$, $i \in \{2, 3\}$. Par cette voie on a obtenu les équations :

$$\text{(A.3.1)} \qquad \Delta P_G = \frac{\partial P}{\partial V}\Delta V + \frac{\partial P}{\partial \theta}\Delta\theta + \delta P, \qquad \Delta Q_G = \frac{\partial Q}{\partial V}\Delta V + \frac{\partial Q}{\partial \theta}\Delta\theta + \delta Q,$$

où les dérivées partielles dépendent du régime de fonctionnement et $\delta P$, $\delta Q$ sont des perturbations résultantes, calculées en fonction des perturbations réelles mentionnées ci-dessus.

D'autre part, en linéarisant les relations évidentes (Fig. 9) :

$$\text{(A.3.2)} \qquad \delta = \delta_G + \theta, \quad V_d = V \sin \delta_G, \quad V_q = V \cos \delta_G$$

et les formules connues des puissances du générateur :

$$\text{(A.3.3)} \qquad P_G = V_d I_d + V_q I_q, \quad Q_G = V_q I_d - V_d I_q,$$

après avoir remplacé les courants $I_d$, $I_q$ par leurs expressions de (A.2.2), on obtient cinq équations qui, réunies aux relations (A.3.1), constituent un système linéaire dont les inconnues $\Delta V$, $\Delta V_d$, $\Delta V_q$, $\Delta P_G$, $\Delta Q_G$, $\Delta\delta_G$, $\Delta\theta$, peuvent être déterminées en fonction des variables d'état. Ensuite les expressions de $\Delta V_d$ et $\Delta V_q$ seront remplacées dans (A.2.3).

### A.4. Données numériques

Les éléments du schéma de la Fig. 1 et leurs paramètres techniques introduits dans les calculs sont : *Hydrogénérateur* : $S_n = 190$ MVA, $P_n = 175$ MW, $U_n = 15{,}75$ kV, $x_d = 1{,}1$, $x_q = 0{,}75$, $x_{md} = 0{,}87$, $x_{mq} = 0{,}52$, $x_f = 1{,}05$, $x_D = 0{,}934$, $x_Q = 0{,}623$, $R = 0{,}00356$, $r_f = 0{,}000514$, $r_D = 0{,}00758$, $r_Q = 0{,}009$, $T_J = 6{,}56$ s. *Régulateur de vitesse* : $\sigma = 0{,}05$, $m = 4$ s, $\tau = 2$ s. *Transformateur* : $S_n = 190$ MVA, $U_n^{HT} = 242$ kV, $U_n^{BT} = 15{,}75$ kV, $u_{cc} = 12\%$. *Ligne* : $U_n = 220$ kV, double circuit, 200 km, $V_1 = 240$ kV, $P_{c2} = 40$ MW, $Q_{c2} = 15$ Mvar, $P_{c3} = 10$ MW, $Q_{c3} = 5$ Mvar.

Valeurs de base : $S_b = 175$ MVA, $V_b = 240$ kV, $\omega_0 = 314$ rad . s$^{-1}$.

*Reçue le 22 mars 1986*

*Institut Polytechnique, Jassy,*
*Chaire d'Électroénergetique*

## BIBLIOGRAPHIE

1. Kalman R. E., *Contributions to the Theory of Optimal Control.* Bol. Soc. Mat. Mex., 5 (1960).
2. Lee E. B., Marcus L., *Foundations of Optimal Control Theory.* John Wiley, N. Y., 1967.
3. Belea C., Vartolomei M., *Metode algebrice şi algoritmi de sinteză optimală a sistemelor dinamice.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1985.
4. Daniels A. R., Davis D. H., Pal M. K., *Linear and Nonlinear Optimisation of Power System Performance.* IEEE Trans., PAS, 94, 3, 810–18 (1975).
5. Evans F. J., Ngo Y. H., Outhred H. R., *The On-line Digital and Optimal Control of Generator Excitation Systems.* Rapp. 32–05, CIGRE, 1972.
6. Yu Y. N., Siggers C., *Stabilization and Optimal Control Signals for a Power System.* IEEE Trans., PAS, 90, 4, 1469–81 (1971).
7. Alexandrescu V., *Cu privire la sinteza legii de comandă optimală a excitaţiei generatorului sincron debitînd pe bare de putere infinită.* Présentée lors de la session scientifique de la Faculté d'Électrotechnique, Jassy, mai 1986.

## POSIBILITĂŢI DE UTILIZARE A MODELELOR DE ORDIN REDUS ÎN PROBLEMA COMENZII OPTIMALE A EXCITAŢIEI GENERATORULUI SINCRON

(Rezumat)

Se studiază comanda optimală a excitaţiei generatorului sincron conectat la bare de putere infinită printr-o reţea de transport, în regimuri tranzitorii generate de mici perturbaţii. Se analizează comparativ rezultatele obţinute cu ajutorul modelelor matematice de stare elaborate cu grade de precizie diferite, punînd în evidenţă posibilităţile de utilizare a modelelor de ordin redus în scopul sintezei comenzilor suboptimale.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXIII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.315.051

# L'INFLUENCE DES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES DES USAGERS SUR LES RÉGIMES OPTIMAUX DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES

PAR

GH. CÎRŢINĂ

## 1. Considérations générales

Dans le calcul des pertes de puissance qui correspondent aux régimes permanents des réseaux électriques on considère les usagers, d'habitude, par leurs puissances consommées aux tensions nominales. Mais les tensions des noeuds du réseau, résultées à la suite du calcul du régime permanent, sont différentes de celles-ci. Il en résulte que les pertes de puissance dans les éléments composants et dans l'ensemble du réseau ont des valeurs différentes dans le cas de la considération et dans le cas de l'ignoration des caractéristiques statiques des charges (CSC). Dans un travail précédent [1] on a montré que cette différence varie entre 3% (pour $S_r = 100\%\ S_n$) et 30% (pour $S_r = 50\%\ S_n$).

Dans ce qui suit on s'appuie sur la méthode de minimisation des pertes de puissance active proposée en [2] et [3] et on analyse l'influence des caractéristiques statiques des usagers sur les régimes optimaux des réseaux électriques à haute tension. L'influence est étudiée à l'aide de l'exemple de la minimisation en fonction des puissances réactives d'un réseau.

## 2. Le calcul du régime optimal

Pour trouver le vecteur des puissances réactives dans les noeuds du réseau $[Q^*]$ qui rend minima les pertes de puissance $\Delta P(Q)$ :

$$\Delta P = Q^T C Q + Q^T D + K, \tag{1}$$

il est nécessaire d'assurer la production de la différence du réactif $[Q^0 - Q^*]$ sur place, c'est-à-dire, d'installer la puissance de compensation $[Q_c] = [Q^0 - Q^*]$.

Les éléments des matrices $C$, $D$ et $K$ sont constants pour un réseau donné de type radial et ils se modifient d'un régime à l'autre dans le cas des réseaux maillés.

Généralement, pour la minimisation des pertes de puissance active on suit un processus itératif de type [2], [3] :

$$Q^{(k+1)} = Q^{(k)} + \alpha^{(k)} h^{(k)}, \ (k = 0,\ 1,\ 2, \ldots), \tag{2}$$

avec

$$h^{(k)} = -g^{(k)} + \alpha^{(k)} h^{(k-1)}, \ (k = 1, 2, \ldots), \tag{3}$$

$$h^{(0)} = -g^{(0)}, \tag{4}$$

(5) $\beta^{(k)}=\frac{\|g^{(k)}\|^2}{\|g^{(k-1)}\|^2}$, $(k=1, 2,...)$, (6) $\alpha^{(k)}=\frac{(g^{(k)}, h^{(k)})}{(h^{(k)}, Ch^{(k)})}$, $(k=0, 1, 2,...)$,.

où $g^{(k)}=\nabla\Delta P(Q^{(k)})$ représente le gradient de la fonctionnelle $\Delta P(Q)$, pris au point $Q^{(k)}$ ; $h^{(k)}$ et $\alpha^{(k)}$ — la direction et la profondeur de déplacement du point $Q$ dans l'itération $(k)$ ; $(g^{(k)}, h^{(k)})$, et $(h^{(k)}, Ch^{(k)})$ —le produit scalaire des vecteurs $g^{(k)}$ et $h^{(k)}$, respectivement, $h^{(k)}$ et $Ch^{(k)}$.

La valeur $\alpha^{(k)}$ est calculée à chaque itération de manière à optimiser la profondeur de déplacement. Les directions conjuguées

(7) $$(h^{(k)}, Ch^{(k-1)})=[h^{(k)}]^T[Ch^{(k-1)}]=0$$

assurent une convergence rapide et la méthode donne la solution optimale dès les premières itérations.

### 3. Les caractéristiques statiques des usagers

Pour un élément de réseau avec la résistance $R$, les pertes de puissance sont données par la relation

(8) $$\Delta P=\frac{P_r^2P_n^2+Q_r^2Q_n^2}{U_r^2U_n^2}R,$$

où $P_r$ et $Q_r$ sont les puissances relatives, rapportées aux puissances nominales.

Pour un consommateur complexe, sur les jeux de barres moyenne tension, on peut considérer [4] :

(9) $P_r=0,83+0,17U_r$, (10) $Q_r=-0,61+0,32\frac{1}{U_r}+1,29U_r^2$.

### 4. Exemple d'application

L'influence des caractéristiques statiques des usagers sur les régimes optimaux des réseaux électriques a été testée pour un réseau 220/110 KV avec 25 noeuds. Les calculs ont été effectués avec un ordinateur FELIX C-256. Comme régime de base a été considéré le régime de point (l'heure 19) pour le jour caractéristique de l'été. À partir de ce régime de diverses variantes correspondantes aux différentes puissances injectées dans les noeuds générateurs ont été calculées. Pour chaque variante a été effectuée la minimisation de la fonction des pertes de puissance active et l'optimisation de la répartition des condensateurs, d'abord en négligeant et puis en considérant les caractéristiques statiques des charges.

Les résultats sont présentés, en fonction du nombre d'itérations, dans les Fig. 1...4. Dans ces figures $\Delta P$ réprésente les pertes de puissance active ; $QCT$ — la puissance de compensation totale ; $MIU$— l'équivalent énergétique de la puissance réactive de compensation ; $NG$ — la norme du gradient. Les quatres courbes correspondent aux différentes puissances réactives injectées au noeud *1*, à savoir : la courbe *1*—38,5 MVAr sans *CSC*, *2*— 15,5 MVAr sans *CSC*, *3*—38,5 MVAr avec *CSC*, *4*—15,5 MVAr avec *CSC*.

Généralement, le test de l'optimalité est réalisé par la vérification de la norme du gradient à chaque itération, $NG \leqslant EPS$. On peut utiliser comme critère d'arrêt du processus de calcul $MIU$ MIN(KW/KVAr), déterminé du point de vue économique (en considérant le prix des condensateurs, leurs pertes, etc.), $QCT$ (MVAr)—imposée par des considérations du bilan réactif du réseau, etc.

Dans les figures ci-dessus le critère d'arrêt a été le nombre maximal d'itérations, $IT=ITMAX=11$. La Fig. 1 montre que dans le cas de la considération des $CSC$ (courbes *3* et *4*) dans le processus d'optimisation, les pertes de puissance active du régime optimal augmentent de 3%. Cette différence, presque constante pendant le processus d'optimisation, est due à l'augmentation générale des puissances demandées aux noeuds à cause du niveau élevé des tensions.

On voit que la plus grande réduction des pertes de puissance appartient à la première itération. Les itérations suivantes sont moins efficaces du point de vue de la réduction des pertes (Fig. 3). Cette observation justifie l'utilisation des critères $QCT$ et $MIU$.

## 5. Conclusions

La considération des caractéristiques statiques des charges conduit à des régimes optimaux un peu différents du point de vue des pertes d'énergie, compensation, etc.

Cette différence est plus grande pour les régimes qui correspondent aux faibles puissances demandées aux noeuds.

*Reçue le 10 avril 1985*

*Institut Polytechnique, Jassy*
*Chaire d'Électroénergétique*

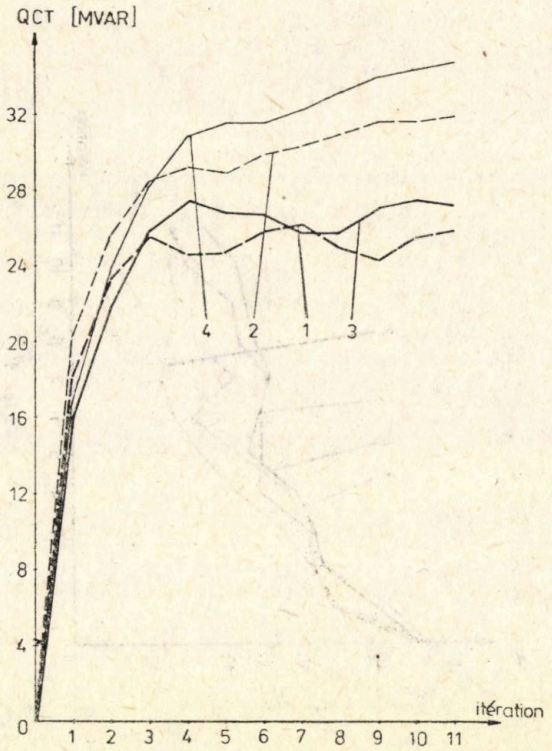
BIBLIOGRAPHIE

1. Cîrțină Gh. *et alc., Influența caracteristicilor statice ale sarcinilor asupra pierderilor de putere activă în rețelele electrice.* Session Scient. ISPE—ISPH, București, **4**, 115—120 (1984).
2. Cîrțină Gh., *Minimisation des pertes de puissance active dans les réseaux à haute tension.* Bull. ASE/UCS, **76**, *9*, 14—18 (1985).
3. Cîrțină Gh., Tomozei E., *Algoritm pentru optimizarea surselor reactive în rețelele electrice de IT folosind gradienții conjugați.* CNEE'84, Craiova, **13**, 1—6 (1984).
4. Potolea E., *Calculul regimurilor de funcționare ale sistemelor electroenergetice.* Ed. Tehn., Buc., 1977.

INFLUENȚA CARACTERISTICILOR STATICE ALE CONSUMATORILOR ASUPRA REGIMURILOR OPTIMALE ALE REȚELELOR ELECTRICE

(Rezumat)

Ținînd seama de faptul că puterile active și reactive variază odată cu tensiunile în nodurile respective, se pune în evidență influența considerării caracteristicilor statice asupra regimurilor optimale ale rețelelor electrice.


QCT [MVAR]
32
28
24
20
16
12
8
4
0
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
iteration
4 2 1 3

F g. 2

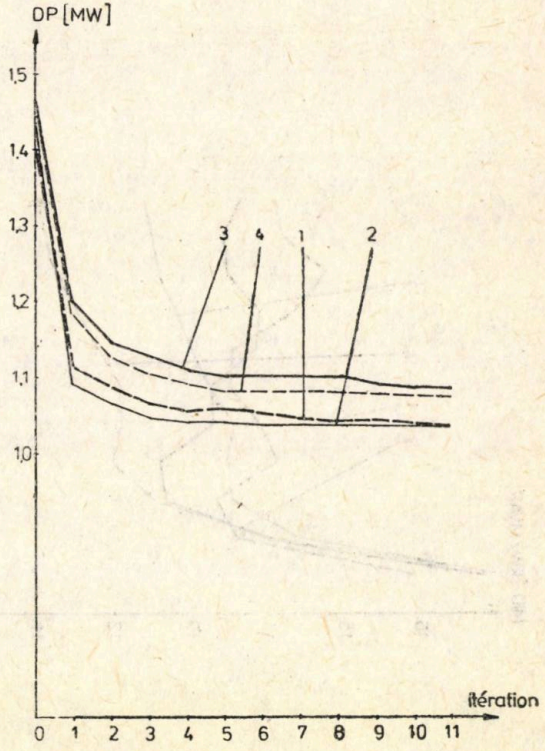

DP [MW]
1,5
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11
iteration
3 4 1 2

Fig. 1

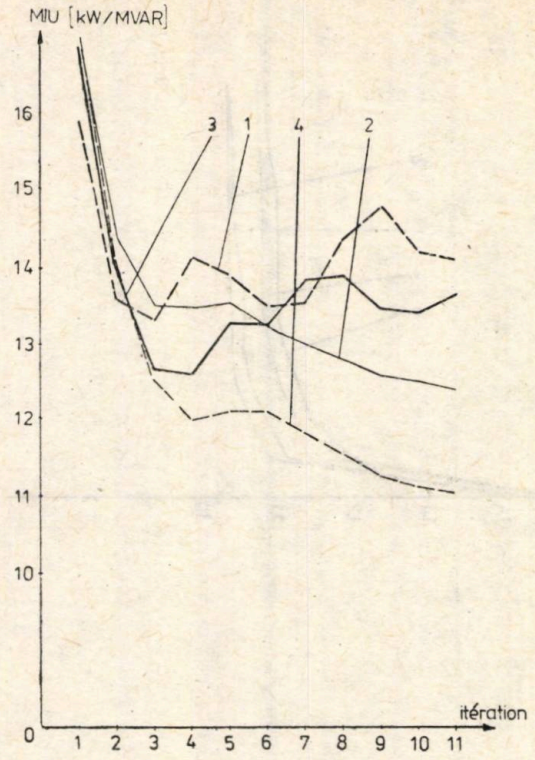

MIU [kW/MVAR]
16
15
14
13
12
11
10
0
3
1
4
2
itération
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11

Fig. 3

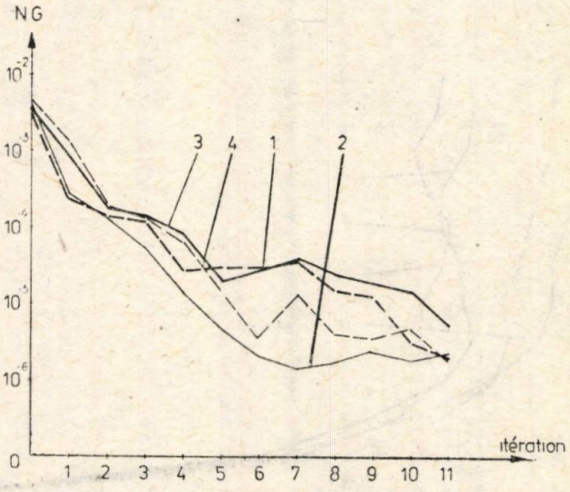

NG
$10^{-2}$
$10^{-3}$
$10^{-4}$
$10^{-5}$
$10^{-6}$
0
3
4
1
2
itération
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11

Fig. 4

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXII (XXXVI), Fasc. 1–4, 1986
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

# RECENZII

## BOOK REVIEWS РЕЦЕНЗИИ

SANDIGE S. R., *Digital Concepts Using Standard Integrated Circuits.* McGraw Hill, Kogakusha Ltd. Tokyo, 1978.

This book, written in the International student edition, has a remarkable new organization. The book covers an introductory course in digital IC devices. The author uses the level indicator system corresponding to the new ANSI and IEC standard logic symbols but introduces a new function called the Boolean level function which greatly simplifies the implementation of output functions using standard NAND and NOR gates and also allows combinational logic circuits to be cheked out on the bench. The level method as a straighforward analysis and design procedure is extensively used in the book, also MSI devices as data selectors and decoders are stressed. Sequential logic circuits are described by state chart graphs. A well organized method for designing and analysing synchronous hard-wired controllers using state-chart description and reduced *K*-maps is also presented. The most important concepts concerning semiconductor registers and memories used in microprocessor systems are emphasized.

The book is divided into 13 chapters, the first four giving fundamental digital concepts. In the next chapters the level method, boolean functions and reduction techniques, then circuit types and interfacing, totem-pole, open collector and three-state outputs, code converters, 7-segments displays, MSI data selectors and decoders, exclusive-OR gates and binary-addition circuits are presented. The last three chapters deal with latches and flip-flops, basic logic analysis and design techniques, counters and controllers and aditional integrated circuits as the 555-timer, registers, memories and microprocessors. Each chapter ends with very well choosen review exercises with answers to selected ones.

The book is written in a very clear and atractive style and represents a valuable tool for those interested to learn about digital circuits in a systematic way.

*Liviu Goraş*

BOWRON P., STEPHENSON F. W., *Active Filters for Communications and Instrumentation.* McGraw Hill Book Comp. (UK), Limited, 1979.

Active filters has been widely studied during the last twenty years. Many of the results of this period can be found in the book written by P. Bowron and F. W. Stephenson, presented in a systematic and clear way. But the book is interesting not only for that ; the authors present here in certain detail the approximation problem, topics concerning selectivity, sensitivity and stability problems, realization of active elements etc.

There are three chapters dealing with active filters realizations. In one chapter controlled-source realizations are discussed, in another one realizations using single operational amplifiers are treated and in another one, realizations using analogue simulation are presented. Realizations using GIC-s, FDNR, DVCCS and inductor simulations are treated in certain detail. In the last chapter practical considerations concerning active filters are given so that the reader is made aware of the real-word restrictions when building active filters. At the end of each chapter, extensive reference lists are presented.

A remarkable feature of the book consists in the authors successful efforts to make performance comparisons for different solutions offered by active filter theory. In this way, the reader finds in the book not only a lot of solutions to his filtering problems but also a possibility of choosing the best one.

*Liviu Goraş*

GIVONE E. D., ROESSER P. R., *Microprocessors/Microcomputers : An Introduction*. McGraw Hill, New York, 1980.

The book develops in detail the basic concepts that are important in the design of microcomputer based systems. These concepts include computer number systems and arithmetic, alpha-numeric codes, Boolean algebra, Karnaugh map methods of boolean simplification, logic networks, digital e.ectronic circuit as TTL, ECL and IIL and also MOSFET and CMOS logic, logic components from flip-flops to adders and substractors, memory circuits. In the second half of the book, microprocessor architecture, microcomputer programming, interfacing concepts and sample applications are presented.

The authors decided to use a noncomercial microprocessor for illustrative purposes as much as the main aim of the book is to introduce concepts and not to discuss particular realizations. This is why the authors describe an illustrative microprocessor for which are given alphabetic and numeric listings of instructions.

The book is self-contained and is very well suited for those who want to become familiar with the fascinating universe of microprocessors and microcomputers. Having understood well the concepts and principles given in this book, the work with any commercial available microprocessor or microcomputer will need only a small amount of extra effort.

*Liviu Goraş*

HODGES D. A., JACKSON H. G., *Analysis and Design of Digital Integrated Circuits*. ISE, McGraw-Hill, Inc., 1983, 434 pp.

This textbook is designed to give the basic digital ICs analysis and design, coverig the following main topics : Introduction to Digital Electronics, Metal — Oxide-Semiconductor (MOS) Transistor, MOS Inverter and Gate Circuits, Semiconductor Diodes, Bipolar Junction Transistor, Bipolar Transistor Inverter, Bipolar Digital Gate Circuits, Regenerative Logic Circuits, Semiconductor Memories and Circuit Design for LSI and VLSI.

The chapters 1 ... 6 are concerned with the review of important concepts of logic functions and Boolean identities, some of the physical properties of the MOSFET, *pn* junction and BJT, the fabrication processes for these devices, and the static and dynamic properties of the CMOS and BJT inverters and the various diode configurations possible with ICs.

The MOSFET, BJT and diode SPICE models and methods for measurement of the model parameters are presented. A comparison of the results of hand analysis and computer simulation using SPICE is also included and the growing role of computer tools in analysis and design is pointed-out.

In the chapters 7 and 8 is given a detalied study of the major types of IC digital gates and of the simple bistabile circuits, in both MOS and bipolar technologies. Chapters 9 and 10 deal with ROMs, SARMs, CCD serial memories, gate arrays, standard cells and PLAs.

In order to illustrate the principles of analysis and design, the book contains many worked-out exemples and a number of exercise problems with answers at the back of the book.

The laboratory experiments described in chapters 2 ... 8 stimulate the understanding and retention of the material and illustrate the quality of agreement between design theory and experimental reality.

The book is intended to be useful for both digital ICs designers and users, especially for students in the Electronics and Computer Sciences.

The authors are with Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley and they are highly respected academics who are considered among the leading authorities in integrated circuits and MOS technology.

*Laurențiu Turic*

VAN BLADEL J., *Electromagnetic Fields*. Revised Printing, Hemisphere Publishing Corporation, Washington, New York, London, Distribution Outside North America, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1985, XIII+556 pp.

The book deals with the calculation of electric and magnetic fields in the presence of ponderable bodies at rest : its main objective are to apply to electromagnetic problems such powerful mathematical tools as variational principles, G r e e n's dyadics, integral equations, perturbation calculations and low-frequency approximations. The volume is divided into fourteen sections : 1. Linear analysis ; 2. Variational and perturbational techniques ; 3. Electrostatic fields in the presence of dielectrics ; 4. Electrostatic fields in the presence of conductors ; 5. Special geometries for the electrostatic field ; 6. Stationary magnetic fields ; 7. Time-dependent fields in vacuum ; 8. Time-dependent fields in the presence of material media ; 9 High- and low-frequency limits ; 10. Resonant cavities and the interior problem ; 11. Aperture radiation and scattering : the exterior problem ; 12. Two-dimensional fields and plane boundaries ; 13. Cylindrical boundaries ; 14. Conical boundaries and boundaries of revolution. The book remain useful as a text for graduate courses in physics or electrical engineering and as a research tool for scientist in government, industrial and university laboratories. For such use the volume has been made self-contained (to the extent of including a summary of Complex-variable theory, Vector analysis in three dimensions, Vector analysis on a surface, Dyadic analysis, Special functions, Complex integration and integral transforms, Distributions and delta function) and has been enriched by a fairly abundant collection of formulas, selected admittedly on the basis of the author's personal experience.

*Adrian Adăscăliței*

HOLLAND R. C., *Microcomputers for Process Control*. Pergamon Press, Oxford, New York, Toronto, Sydney, Paris, Frankfurt, 1983, XII+196 pp.

This book is aimed at practicing engineers in industry who wish to acquire a base of understanding of this technology and also to learn how microcomputers can actually be applied in real plant situations. Considerable emphasis is given to plant measurements, interfacing techniques and applications of microcomputers for plant monitoring and control. No prior knowledge of microprocessor technology is assumed, but some awareness of plant measurement and control problems will assist the reader. The volume is divided into nine sections : 1. Survey of microprocessor applications ; 2. Microcomputer technology ; 3. Plant measurements and microcomputer interface ; 4. Microcomputer system hardware ; 5. VDU-based system for plant monitoring ; 6. Modes of control ; 7. Microcomputer system software ; 8. Applications ; 9. Operating details for specific microcomputers. Students undertaking engineering courses which include microelectronics or process control studies should find the text helpful.

*Adrian Adăscăliței*

SEGUIER G., *Power Electronic Converters, AC-DC Conversion*. North Oxford Academic, A division of Kogan Page, 1986, X+362 pp.

This book is the first of a series of four devoted to power electronic converters, covering respectively : AC to DC conversion, AC to AC conversion, DC to DC conversion, DC to AC conversion. The first volume in the series is devoted to rectifiers ; the presentation of rectifiers is based on two underlying concepts : (1) As a result of the increasing numbers and power ratings of converters, more and more importance is being attached to the „reaction on the supply system". It is often necessary to select a rectifier on the basis of the permissible system perturbation,

(2) The operation and characteristics of a converter depend to a large extent on its power „source" and the „load" to which is connected. If both source and load are assumed to be perfect, the initial presentation can be quickly given. However, if actually usable are to be obtained, account has to be taken of the source impedance and loadrelated parameters. The volume is divided into ten sections ; 1. Introduction ; Semiconductors and configuration used ; 2. Half-wave diode rectifiers ; 3. Diode bridge rectifiers ; 4. Combinations of diode rectifiers ; 5. Effect of diode rectifiers on the supply system : circuit comparison and selection ; 6. Notes on the effects of the load characteristics ; 7. Half-wave thyristor rectifiers ; 8. Thyristor bridge rectifiers ; 9. Thyristor rectifier combinations ; 10. Comparison of controlled rectifiers.

*Adrian Adăscăliţei*

EMANUEL P., LEFF E., *Introduction to Feedback Control Systems.* McGraw Hill, Inc., 1979.

The book is the result of the authors' efforts to present the fundamental principles of feedback control systems in a very understandable way. Every chapter contains lots of numerical examples with their solutions too. Servo components as potentiometers, synchros, d.c. generators, tachometers, d.c. motors and gears, a.c. servomotors, linear variable differential transformers, pressure transducers, accelerometers, gyroscopes, resolvers, amplidynes, hydraulic actuators and operational amplifiers are described in the second chapter of the book. In the third chapter, mathematical techniques for solving differential equations are presented. Then, the transfer functions for components and block diagrams are treated. Second order servosystems are analysed in the fifth chapter. Frequency response (B o d e plots and N y q u i s t plots) are presented in the sixth chapter. Compensation and other types of control systems are treated in the next two chapters. Emphasis on digital principles of control is made in chapters nine to eleven where there are presented the d.c. stepper motor, the shaft encoder, A/D and D/A converters, sample and hold circuits, multiplexers and amplifiers both with methods of interfacing the computer and the control systems. The last two chapters deal with motor controls and analog computer simulations.

The book deserves wery well its introductory character as even the problems are not treated in deep detail, the basic principles are really very presented and illustrated.

*Liviu Goraş*

WING O., *Circuit Theory with Computer Methods.* McGraw Hill, Hemisphere Publishing Corporation, 1978.

The book represents a survey of the theory and applications of electrical circuits with emphasis on methods of analysis using the computer. Fundamental laws are presented in a first chapter ; in the next three chapters circuit elements and analysis of simple linear circuits are described. In the forth chapter, first and second order circuits are treated both with some numerical integration methods and with several subroutines using R u n g e-K u t t a algorithms. Simple nonlinear circuits are covered in chapter five and formulation of circuits equations with a program for general resistor network analysis in chapter six. Chapters seven and eight presents circuits in the sinusoidal steady-state and frequency domain analysis both with a programe for frequency analysis of general linear circuits. Time-domain principles are covered in the nineth chapter in connection with state equations. In the last chapter multiterminal circuit analysis techniques are presented. Every chapter ends with problems and exercises many of them having the answers at the end of the book.

The systematic presentation of basic principles of computer methods for circuit analysis makes from this book an excellent instrument for lerning and gaining confidence in all theese principles and methods.

*Liviu Goraş*

VOICU M., *Stability Analysis Techniques of the Automatic Control Systems* (in Romanian). Ed. Tehn., Bucharest, 1986, 392 pp..

The book is totally devoted to the stability analysis, being characterized by a maximum concision, power of selection and consistency in centring on the proper objectives of automatics, having the aim of including, in an unitary frame, the most important results in stability analysis used by automatic systems.

There are presented essentials of the stability concept, stability analysis techniques of the linear automatic control systems, stability analysis techniques of the nonlinear automatic control systems and stability analysis techniques of the multivariable automatic control systems. The last annex contains a general scheme of all stability types and the analysis techniques which permits a system-type direction in choosing the most efficient ways for solving some concrete problems.

According to practical viewpoint, there have been presented on a large scale techniques, methods and computation algorithms concerning the stability analysis of the mono- and multivariable linear, nonlinear, continuous and discreet automatic control systems.

Together with the content the methodological-operational aspect of analysis or of stability synthesis is fixed by a large number of numerical examples chosen from the engineering practice, having a comparative treatment by several techniques and methods.

*C. Lazăr, M. Leca*

CROMA J. JR., *Electrical Networks, Theory and Analysis*. J. Wiley & Sons., New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore, 1985, XX+773 pp.

The book familiarizes circuit designers with classical network theory and proceeds to use the theory in the development of modern mathematical tools for the conduct of precise network analyses. The volume is divided into twelve sections : 1. Matrix methods of analysis (a review of matrix and determinant algebra) ; 2. Introductory graph theory (are introduced : the node-to-branch incidence matrix, loop-to-branch incidence matrix, cutset matrix and the critically important concept of orthogonality) ; 3. Topological network analysis (demonstrates the utility of graph theory for purposes of manual computation of frequency-domain network response) ; 4. Multiport network analysis (establishes the possibility of analyzing linearized active and passive networks without having explicit knowledge of intrinsic network topology ; design is discussed through use of the concept of power flow two-port network modeling) ; 5. Circuit analysis by state variables (is discussed : time-domain circuit analysis by state variables, the Cayley-Hamilton theorem to address the problem of closed-form time-domain solution of *N*th-order networks, simple algorithms for numerical network solution) ; 6. Linearized analysis of nonlinear networks (it shows that the response of broad classes of nonlinear networks can be generated numerically if given nonlinearities are judiciously linearized ; the advanced integration algorithms mandated by complicated nonlinear structures are portrayed as mathematical tools) ; 7. Sensitivity analysis of linear networks (is the adjoint network, which is also used to develop efficient techniques for deduction of the Thévenin and Norton equivalent models of circuits to which design analysis attention is focused) ; 8. Performance estimation of linear active circuits (develops techniques for estimating the frequency- and time-domain response of linear circuits ; the essence of design is to uncover the circuit parameters that critically effect the desired network performance) ; 9. Circuit analysis and design by S parameters (the scattering properties of lossless multiports are developed to allow a unified study of the problem of realizing lossless matching networks in high-frequency narrowband and broadband configurations) ; 10. Signal flow and feedback (a study of feedback mechanisms via signal-flow theory) ; 11. Network interstaging (the filter-synthesis tool is the chain matrix ; the classical Butterworth and Chebyshev approximations to idealized filter response are also considered in detail) ; 12. Characteristics of linearized active-device models.

*Adrian Adăscăliței*

ADBY, P. R., *Applied Circuit Theory : Matrix and Computer Methods.* Ellis Horwood Limited Publ., Chichester, 1980, 490 pp.

This book establishes the circuit theory on which such programmes are founded, and it provides an introduction to recent research in Computer-Aided-Circuit-Design without becoming overburdened with numerical methods. The treatment of circuit analysis in this book is predominantly theoretical ; examples have been restricted to relatively simple circuits. The volume is divided into nine sections : 1. Basic circuit theory ; 2. Matrix analysis of networks ; 3. Non-linear d.c. analysis ; 4. Nodal admittance matrix methods ; 5. Two-port analysis ; 6. Transfer function analysis ; 7. State variable analysis ; 8. Sensitivity analysis ; 9. Tolerance analysis. Five main computer programmes are included in the text : they cover d.c. analysis, a.c. analysis, two-port analysis, transfer function analysis and random simulation. Experimentation by computer simulation is encouraged throughout the course, although the underlying objective is the comparison of computed results with design and laboratory measurements. Programmes themselves have become more accesible to individuals for adaptation and improvement. Graphic outputs can easily be incorporated and specialised programmes can be more readily written. This book has had the benefit of use by engineering students at the University of London King's College ; the view taken at Department of Electronic and Electrical Engineering is that the computer should be used to achieve experience with all possible aspects of circuit behaviour in as wide a range of circuits as possible.

*Adrian Adăscăliței*

MIDDLEBROOK R. D., ĆUK S., *Advances in Switched Mode Power Conversion.* Vols. I & III, Sec. Edition *), TESLAco, Pasadena, California, 1983, 534 pp.

The book is an assembly of the papers of the Caltech Power Electronics Group that have been published only in conferences proceedings, completed with an introductory of a tutorial nature. The topics developed by the authors cover the most significant results of the CPE Group in the SMPC domain : the development of a canonical model for a general switched-mode dc-to-dc converter ; the drawing-up of the state-space average analysis method, complemented by corresponding experimental measurement techniques ; the development of the Ćuk converter and its coupled-inductor-transformer extensions to provide zero current ripple at input or output or both ; the extension of the duality concept to switched networks ; the implementation of a new concept termed integrated magnetics.

The first volume, *Modelling, Analysis, and Measurement* contains 16 papers. The second volume, *Switched-Mode Topologies*, contains 14 papers. Within each volume, the papers are arranged chronologically.

All the proposed modelling techniques are in depth verified by computer simulation and by practical measurements, illustrating the quality of agreement between design theory and experimental reality.

As first edition proved, the book had a variety of uses : „as an independent self-teaching tool for novices ; as a source of research material for researchers in the field ; as a design reference book for designers ; and as a reference/textbook for Power Electronics courses".

The authors are with California Institute of Technology. Professor Middlebrook is a Fellow of the IEEE, and one of the world's leading power electronics researches. Dr. Cuk is well known in the field of power conversion sciences for the invention of Ćuk converter being a recipient of an I—R 100 Award (1980).

*Dan Știurcă*

*) The volume **III**, appeared concurrently with the Second Edition of Volumes **I** and **II**.

15 JAN 1987

40822